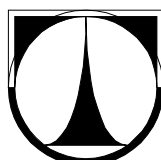


TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

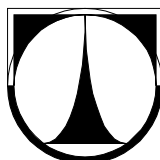
**Fakulta mechatroniky a mezioborových
inženýrských studií**



BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

**Fakulta mechatroniky a mezioborových
inženýrských studií**



Spínaný převodník výkonu pro měřící přístroj

Switched power convertor for measuring instrument

Petr Flodрман

Studijní program: B 2612 – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 2612R011 – Elektronické informační a řídicí systémy

Pracoviště: Ústav řízení systémů a spolehlivosti
Fakulta mechatroniky a mezioborových
inženýrských studií
Technická univerzita v Liberci
Hálkova 6, 461 17 LIBEREC 1

Školitel: Ing. Jiří Jelínek, Ph. D.

Konzultant: Ing. Lubomír Slavík

Rozsah bakalářské práce

Počet stran: 49
Počet obrázků: 32
Počet tabulek: 5

Rozsah příloh bakalářské práce

Počet stran: 6
Počet obrázků: 8
Počet tabulek: 1

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Katedra měření

Akademický rok 2006/2007

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Jméno a příjmení: **Petr F l o d r m a n**

studijní program: B 2612 – Elektrotechnika a informatika

obor: 2612R011 – Elektronické informační a řídicí systémy

Vedoucí katedry Vám ve smyslu zákona o vysokých školách č.111/1998 Sb. určuje tuto bakalářskou práci:

Název tématu: **Spínaný převodník výkonu pro měřicí přístroj**

Zásady pro vypracování:

1. Prostudujte problematiku spínaných převodníků výkonu.
2. Navrhněte schéma elektronického obvodu pro napájení měřicího přístroje.
3. Realizujte výrobu funkčních vzorků.
4. Proved'te měření a dokumentaci reálných parametrů vyrobených vzorků.
5. Zdokumentujte informace pro další využití výsledku návrhu.

Rozsah grafických prací: dle potřeby dokumentace

Rozsah průvodní zprávy: cca 40 stran

Seznam odborné literatury:

- [1] Kolář M. *Analogová elektronika* [online]. Přednášky TUL [cit.28.9.2006].
Dostupné z: <http://www.fm.vslib.cz/~kes/pages/ae/ramce_main.html>.
- [2] Krejčířík A. *Napájecí zdroje I*. BEN 1997. ISBN 80-86056-02-3.
- [3] Krejčířík A. *Napájecí zdroje II*. BEN 1997. ISBN 80-86056-03-1.

Vedoucí bakalářské práce: Ing. Jiří Jelínek, Ph.D.

Konzultant: Ing. Lubomír Slavík

Zadání bakalářské práce: **4. 10. 2006**

Termín odevzdání bakalářské práce: **18. 5. 2007**

L.S.

.....

Vedoucí katedry

.....

Děkan

V Liberci dne 4. 10. 2006

Abstrakt

Spínaný převodník výkonu pro měřicí přístroj

Petr Flodрман

Cílem této práce je prostudovat problematiku spínaných měničů. Podle zjištěných vlastností jednotlivých druhů zapojení a řízení spínaných měničů navrhnout vlastní zapojení a také sestavit funkční zařízení s kompletní výrobní dokumentací. Toto zařízení bude použitelné jako zdroj napájení pro většinu standardních bateriových měřících přístrojů. Výsledkem je pak funkční spínaný měnič o velikosti devítivoltové baterie, který je zajímavý svými vlastnostmi, především velmi velkým vstupním napětovým rozsahem.

Klíčová slova: spínaný zdroj, akumulační měnič, propustný měnič, invertující měnič, měnič s odbočkou na cívce, měnič s transformátorem, dvojčinný měnič, polomost, plný most.

Abstract

Switched power convertor for measuring instrument

Petr Flodрман

The aim of the thesis is to study the problems of switched converters. Design the connection and construct functional device with complete producing documentation according to established characteristics of individual kinds of connections and regulations of switched converter. Designed device will be used as a source of feeding for most of standard battery measuring instruments. Final result is the functional switched converter size of nine-volt battery which is interesting by its characteristics and mainly by its wide input voltage range.

Keywords: Switched power convertor, Step-down, Buck, Step-Up, Boost, Forward, Flyback, Push-Pull.

Prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na mou bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé bakalářské práce a prohlašuji, že **s o u h l a s í m** s případným užitím mé bakalářské práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom toho, že užít své bakalářské práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Bakalářskou práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím bakalářské práce a konzultantem.

V Liberci 15. 5. 2007

.....

Petr Flodрман

Poděkování

Rád bych tímto poděkoval svému vedoucímu bakalářské práce Ing. Jiřímu Jelínkovi, Ph.D. a svému konzultantovi Ing. Lubomíru Slavíkovi za veškerou poskytnutou pomoc, která byla velmi přínosná při realizaci a následném měření mého zařízení, ve všech stádiích jeho vývoje. A v neposlední řadě všem nejmenovaným, kteří mi pomohli jak při vývoji, tak i při následné realizaci.

Obsah

Seznam použitých symbolů	2
Seznam obrázků	3
Seznam tabulek.....	3
Úvod	4
1 Spínané zdroje, základní vlastnosti.....	5
1.1 Akumulační zapojení.....	7
1.1.1 Akumulační měnič se sestupným napětím	9
1.1.2 Akumulační měnič se vzestupným napětím	12
1.1.3 Akumulační měnič invertující napětí	14
1.1.4 Akumulační měnič snižující i zvyšující napětí	17
1.1.5 Akumulační měnič s transformátorem	19
1.1.6 Výpočet parametrů transformátoru pro akumulaci měničů	22
1.2 Propustné zapojení	25
1.2.1 Propustný měnič.....	26
1.2.2 Propustný měnič dvojčinný	29
1.2.3 Zapojení transformátorů pro dvojčinné měniče.....	31
1.3 Porovnání měničů.....	34
2 Návrh měniče a realizace funkčního vzorku.....	35
2.1 Návrh obvodového řešení	36
2.2 Výpočty hodnot součástek	39
2.3 Volba typů součástek.....	42
2.4 Návrh plošného spoje a mechanické konstrukce	43
3 Měření na reálném převodníku.....	44
Závěr	48
Seznam literatury.....	49
Seznam příloh.....	51
A Porovnání měničů	52
B Kompletní schéma spínaného převodníku.....	53
C Výrobní data	54
D Rozpiska součástek	55
E Fotografie převodníku	56
Přílohy v elektronické formě.....	CD

Seznam použitých symbolů

A	$[W_s]$	Energie, práce
A_L	$[H]$	Činitel indukčnosti, konstanta jádra
A_N	$[mm^2]$	Průřez okénka pro vinutí
B	$[T]$	Magnetická indukce
B_{max}	$[T]$	Max. hodnota magnetické indukce
B_r	$[T]$	Remanentní magnetická indukce
B_s	$[T]$	Magnetická indukce nasycení
ΔB	$[T]$	Zdvih magnetické indukce
C	$[F]$	Kapacita kondenzátoru
H	$[A/m]$	Intenzita mag. pole
H_0	$[A/m]$	Náhradní hodnoty intenzity mag. pole
I	$[A]$	Proud
I_C	$[A]$	Proud kolektorem tranzistoru
I_L	$[A]$	Proud tlumivkou
I_m	$[A]$	Magnetovací proud
L	$[H]$	Indukčnost
N	$[-]$	Počet závitů
P	$[W]$	Výkon
R	$[\Omega]$	Elektrická odpor
R_m	$[H^{-1}]$	Magnetický odpor
S_e	$[m^2]$	Náhradní průřez el. mag. obvodu
S_j	$[m^2]$	Průřez jádra
T	$[s]$	Perioda kmitočtu
V_e	$[m^3]$	Náhradní objem jádra
V_j	$[m^3]$	Objem jádra
U_{Df}	$[V]$	Napětí na diodě v propustném směru
U_{Dr}	$[V]$	Napětí na diodě v závěrném směru
U_{CE}	$[V]$	Napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru
d	$[m]$	Průměr vodiče
f	$[Hz]$	Frekvence
l_e	$[m]$	Náhradní délka magnetického obvodu
k	$[-]$	Koeficient povolené změny napětí na kondenzátoru
n	$[-]$	Převod transformátoru
q	$[-]$	Činitel vyhlazení
t	$[s]$	Čas
Φ	$[Wb]$	Magnetický indukční tok
δ	$[-]$	Činitel plnění
σ	$[-]$	Činitel rozptylu
η	$[-, \%]$	účinnost
μ_0	$[H/m]$	Permeabilita vakua
μ_e	$[-]$	Efektivní permeabilita

Seznam obrázků

- 1.1 Akumulační měnič se sestupným napětím
- 1.2 Průběhy na akumulacním měniči se sestupným napětím
- 1.3 Akumulační měnič se sestupným napětím s odbočkou na vinutí
- 1.4 Akumulační měnič se vzestupným napětím
- 1.5 Průběhy na akumulacním měniči se vzestupným napětím
- 1.6 Průběhy na akumulacním měniči se vzestupným napětím a odbočkou na cívce
- 1.7 Akumulační měnič invertující napětí
- 1.8a, 1.8b Průběhy na akumulacním měniči invertující napětí
- 1.9 Akumulační měnič snižující i zvyšující napětí
- 1.10 Průběhy na akumulacním měniči snižujícím i zvyšujícím napětí
- 1.11 Akumulační měnič s transformátorem
- 1.12 Akumulační měnič s transformátorem a rekuperačním vinutím
- 1.13 Průběhy na akumulacním měniči s transformátorem
- 1.14 Režimy proudů tlumivkou
- 1.15 Propustné zapojení měniče
- 1.16 Uzavření magnetovacího proudu rezistorem
- 1.17 Zapojení kombinovaného zapojení
- 1.18 Průběhy na Propustném zapojení
- 1.19 Posun pracovního bodu vlivem předmagnetování
- 1.20 Průběhy řízení spínacích tranzistorů
- 1.21 Zapojení dvojčinného propustného měniče
- 1.22 Zapojení plného mostu
- 1.23 Zapojení dvojcestného můstkového usměrňovače
- 1.24 Zapojení polomostu
- 2.1 Zapojení vstupní ochrany
- 2.2 Zapojení obvodů řízení a spínání
- 2.3 Zapojení zpětné vazby a výstupního filtru
- 2.4 Náčrt mechanického upořádání plošných spojů s rozměry
- 3.1 Závislost účinnosti a zkratového proudu na vstupním napětí
- 3.2 Výstupní vlastnosti převodníku, při $U_1 = 12 \text{ V}$.
- 3.3 Orientační zatěžovací charakteristiky

Seznam tabulek

- 1.1 Srovnání vlastností spínaného zdroje s lineárním
- 1.2 Rozložení ztrát v spínaném zdroji
- 3.1 Měření závislosti účinnosti na vstupním napětí
- 3.2 Charakteristika měniče nakrátko
- 3.3 Zatěžovací charakteristika, při $U_1=12 \text{ V}$

Úvod

Smyslem práce je vytvořit stručný a srozumitelný přehled spínaných převodníků a jejich funkce, s popisem možností co do provozních a obvodových parametrů. Z této práce by měl vzniknout univerzální spínaný převodník nahrazující devítivoltovou baterii, tak často používanou pro příruční měřicí přístroje a jiné zařízení. Spínaný měnič by měl umožňovat užití jakéhokoli zdroje napětí, baterie či síťového napáječe, a zástavbu do původního prostoru baterie. Cílem je užít tento převodník jako napáječ pro stacionární měřicí přístroje při výuce, z čehož vyplývá podmínka na obvodovou robustnost zapojení. Spínaný měnič bude také dobře použitelný pro názornou ukázkou funkce spínaných převodníků, vzhledem k dostupnosti kompletní dokumentace zdroje samotného, i jednotlivých použitých součástek. V dnešní době jsou na trhu dostupné různé druhy již hotových měničů, avšak nesplňují takto úzce profilované požadavky, většinou na použitý rozsah vstupních napětí a jednotlivé ochrany.

1 Spínané zdroje, základní vlastnosti

Dnešní moderní integrovaná elektronika bývá bezesbytku napájena stejnosměrným napětím. Základním zdrojem zdrojem může být síť, nebo baterie, kde je použití měniče velmi výhodné z hlediska jeho velké účinnosti, rozsahu vstupních napětí a možnosti zvyšovat velikost vstupního napětí. Síťové napáječe s výkonem od jednotek wattů do desítek kilowattů, používají většinou koncepci kdy je střídavé napětí nejprve usměrněno a pak přímo transformováno na libovolnou požadovanou hodnotu. Nejrozšířenějším typem spínaných zdrojů jsou ty, jejichž základem je pulzně šířková modulace, tím je umožněno zpracovat napětí na mnohem vyšším kmitočtu než je kmitočet síťový. Tím je přímo umožněno zkonstruovat výkonný zdroj, velmi malých rozměrů. Vysoký pracovní kmitočet, který je snadno filtrovatelný, se podílí na velmi malém výstupním zvlnění napětí. Dále je pak možné použít spínané zdroje nejen jako samostatný napájecí blok, ale rozptýlit více menších napáječů po zařízení a dosáhnout tím vzájemné zastupitelnosti při poruše některého z nich [7]. Jejich vzdálenost k napájeným obvodům pak eliminuje úbytky na přívodech napájení. Spojováním jednotlivých zdrojů do série nebo paralelně můžeme tak dosáhnout vyšších napětí nebo proudů.

Spínané zdroje se začaly rozvíjet spolu s rozvojem polovodičových prvků. Pro svoje nesporné výhody jsou nejpoužívanějším typem napájecích zdrojů, podle druhu činnosti se rozdělují na tři základní typy:

- akumulační, často označované jako blokuující;
- propustné;
- dvojčinné.

Podle druhu činnosti je lze dále dělit na:

- Nerezonanční, tyto spínané zdroje mají konstantní spínací kmitočet, v řádech desítek kilohertzů. S těmito zdroji se dosahuje výkonů až do desítek kilowattů. Vyznačují se hustotou výkonu na objem kolem $0,2 \text{ W/cm}^3$ [6].
- Rezonanční, nemají konstantní kmitočet spínání. Naopak jejich kmitočet se mění a to v rozsahu stovek kilohertzů. Výkony těchto měničů jsou však nižší, jen do desítek wattů, nejvíce omezujícím prvkem jsou dostupné polovodičové součástky, na které jsou kladené velmi vysoké nároky. Pokud měnič nepracuje jen v rezonančním režimu, pak se jedná o měnič kvazirezonanční. Dále se pak tyto rezonanční měniče mohou dělit podle způsobu činnosti na spínané v nule proudu

a na spínané v nule napětí[7]. Do této skupiny se také řadí planární technologie spínaných zdrojů. Jelikož tato neumožňuje použití vinutí s mnoha závity, pouze několik, je žádán velmi vysoký kmitočet spínání. Dosahují velmi vysokých výkonů a velmi vysoké objemové hustoty výkonu pohybující se kolem 10 W/cm^3 [6].

Společným znakem, kterým se vyznačuje většina spínaných zdrojů, je moderní konstrukce, která se opírá o povrchovou montáž součástek. Spolu s použitím integrovaných obvodů umožňuje vysokou míru integrace. Jistou nevýhodou spínaných zdrojů je pak nemožnost stabilizace více jak jednoho výstupního napětí, jistým kompromisem je pak použití váhového obvodu. Občas se používá u větví s nižším odběrem dodatečné lineární stabilizace, nebo některé větve nebývají stabilizované vůbec [7].

Z nejvýznamnějších vlastností spínaných zdrojů jmenujme:

- Velký vstupní rozsah napájecích napětí, například elektronika řídicích jednotek moderních automobilů bývá napájena 5 V. Napájecí napětí však kolísá od cca. 6 V do 15 V. Napájecí zdroj však musí zaručit stálé napájení všech potřebných elektronických obvodů.
- Umožňují korekci účinnosti spínaného zdroje až na hodnotu 0,99, jak vyžadují současné normy ČSN IEC 555.

V následující tabulce 1.1 jsou porovnány základní vlastnosti spínaných a lineárních zdrojů.

Tab. 1.1: Srovnání vlastností spínaného zdroje s lineárním

specifikace	jednotky	napájecí zdroj	
		lineární	spínaný
rozsah napětí	V	10 - 100	1 – 1000
rozsah proudů	A	tisíciny až desítky	jednotky až tisíce
rozsah výkonů	W	jednotky až desítky	jednotky až desetitisíce*)
kmitočet usměrňovače	Hz	50	desetitisíce až statisíce
přesnost nastavení napětí	%	0,02 – 0,05	0,05 – 0,1
přesnost regul. Výkonu	%	0,02 – 0,1	0,1 – 1
zvlnění výstupního napětí	mV ef. (š-š)	500 – 2000 mV (ef.)	25 – 100 mV (š-š)
rozsah vstupního napětí	%	±10	±30, až v rozsahu 4:1
účinnost	%	40 - 55	60 – 90
měrný výkon	W/cm ³	0,033	0,2 – 10
doba zotavení	ns	500 (100)	300 (2000)
přípustná doba výpadku napětí	ms	2	32

*) Měníč fy. Siemens s jádrem PM140 z materiálu N27 je schopen převádět výkon 100 kW. [7]

Jelikož je u spínaných zdrojů jedním z nejdůležitějších parametrů účinnost, je v následující tabulce 1.2 je shrnuto přibližné rozložení ztrátového výkonu na jednotlivých součástkách [7].

Tab. 1.2: Rozložení ztrát v spínaném zdroji

součástka	% z výkonu
diody	5
spínače	2
jádro transformátoru	2
vinutí transformátoru	1
vinutí tlumivky	2
spínání	5
řízení	1
vstupní filtr	0,5
výstupní filtr	0,5
celkem	19,0

1.1 Akumulační zapojení

Tento druh zapojení měničů se vyznačuje tím, že se energie ze zdroje akumuluje do magnetického pole tlumivky. Opakovaným spínáním je zajištěn převod energie pro spotřebič. Akumulační měniče jsou nejpoužívanějším druhem především pro svoji jednoduchost a snadnou regulovatelnost. Měrný výkon vztažený na jednotku objemu je u nich však nejmenší [7]. Označují se často jako měniče blokující. Můžeme je dělit podle poměru vstupního napětí ku napětí výstupnímu na:

- Zapojení pro snižování napětí, označováno v anglosaské literatuře jako Buck.
Tímto zapojením dosáhneme pouze snížení vstupního napětí, je neinvertované a galvanicky neoddělené.
- Zapojení pro zvyšování napětí, označováno jako Boost.
Toto zapojení je schopné pouze zvyšovat vstupní napětí, napětí je neinvertované a galvanicky neoddělené.
- Zapojení pro zvyšování i snižování napětí, označováno jako Buck-Boost nebo Flyback.

Zapojení se společnou tlumivkou napětí co do absolutní velikosti snižuje i zvyšuje, toto napětí je však proti napětí výstupnímu invertováno, není zde galvanické oddělení. Při použití transformátoru získáváme výhodu galvanického oddělení a můžeme volit libovolný poměr vstupního napětí ku výstupnímu napětí.

Pro všechna zapojení společně platí: Tlumivkou prochází magnetovací proud, který postupně vzrůstá po dobu sepnutí spínače dT a klesá po rozepnutí spínače. Jeho směr v tlumivce zůstává nezměněn. Zmenšuje-li se magnetický indukční tok, napětí na vinutí tlumivky se změní na opačné. Výstupní dioda je nyní polarizována v propustném směru, magnetovací proud přes ní tekoucí, nabíjí kondenzátor, který slouží jako zdroj energie pro zátěž. Velikost a stabilizace výstupního napětí se dosahuje pomocí pulzně šířkové modulace, tedy změnou velikosti činitele plnění $d, \langle 0;1 \rangle$. Při návrhu měniče předpokládáme časovou konstantu určenou indukčností tlumivky, vnitřním odporem zdroje, odporem tranzistoru v propustném směru, odporem vinutí a ztrátovým odporem jádra, vyjádřeným jako sériový odpor k indukčnosti vinutí, mnohonásobně vyšší než doba δT [6]. Obdobně také časová konstanta daná indukčností tlumivky, odporem diody v propustném směru, odporem vinutí, ztrátovým výkonem jádra, vyjádřeným sériovým odporem k indukčnosti tlumivky, a zatěžovacím odporem, také mnohonásobně vyšší než doba $(1-d)T$ [6]. Napětí na vinutí má tvar pravoúhlých impulzů, neboť vstupní stejnosměrné napětí je spínáno tranzistorem ze zdroje přímo na tlumivku. Zjednodušenou časovou závislost proudu cívkou na napětí a indukčnosti v čase spočítáme:

$$\Delta I_L = \frac{U_L}{L} t. \quad (1.1)$$

Hodnota indukčnosti vinutí s jádrem se předpokládá stálá do určité velikosti magnetické indukce, alespoň do $B_s/2$ [6]. Tento předpoklad je oprávněný, jelikož v magnetickém obvodu tlumivky akumulacních měničů by měla být vždy vzduchová mezera. Při ustálené periodické činnosti kdy dochází k vzrůstu a poklesu indukčního toku o stejnou hodnotu, je napětíově časová plocha stejně veliká. Lze ji tedy vyjádřit jako:

$$\int_0^{dT} U_{L1} dt = \int_{dT}^T U_{L0} dt. \quad (1.2a)$$

Často se zjednodušuje na:

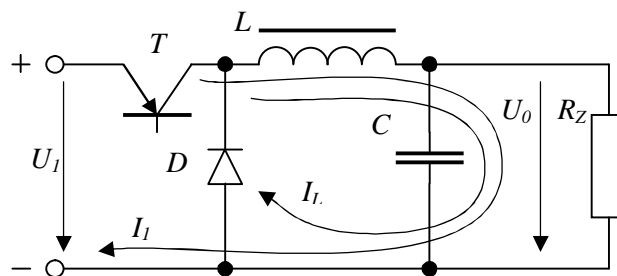
$$dT \cdot U_{L1} = (1-d)T \cdot U_{L0}. \quad (1.2b)$$

Je-li napětí na cívku připínané z dostatečně tvrdého zdroje, je toto zjednodušení možné.

1.1.1 Akumulační měnič se sestupným napětím

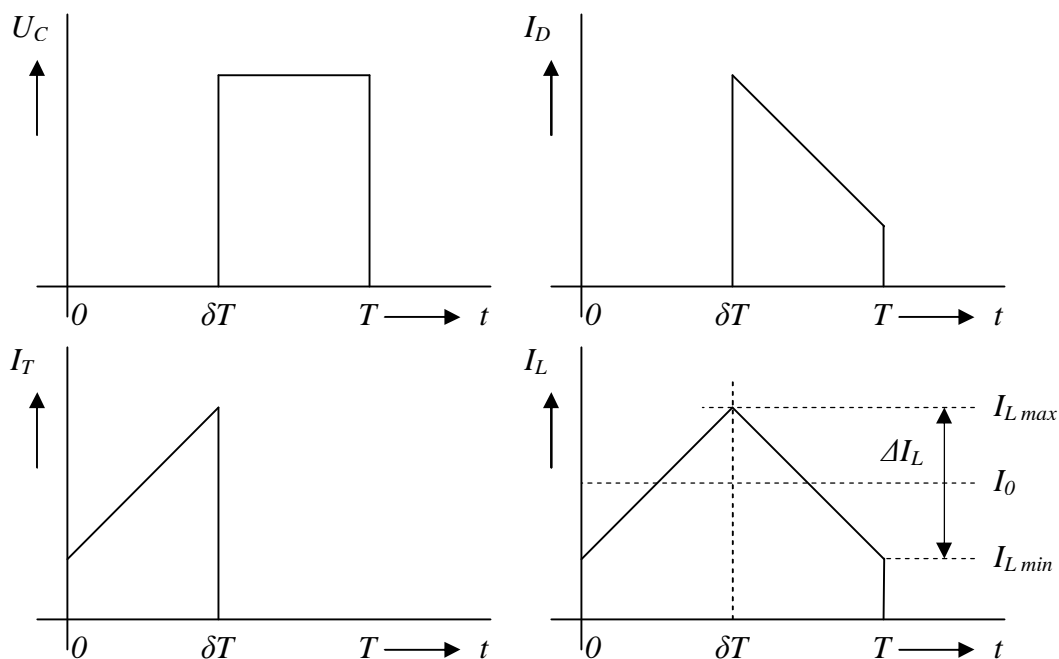
Zdroje se používají ke snížení velikosti vstupního napětí. Jelikož polarita vstupního napětí vzhledem ke společné zemní síci se nemění, je možné rozlišit dva druhy takovýchto zdrojů. Pozitivní a negativní, tedy pro kladná vstupní napětí a pro záporná vstupní napětí. Jelikož jsou oba druhy navzájem svými zrcadlovými obrazy, jsou obvykle popisovány jako jeden, většinou častější kladná varianta.

Klíčová vlastnost zdroje snižujícího napětí je spojitý proud cívku, tedy filtrace. Zmenšuje výstupní zvlnění, i amplitudy vyšších harmonických. Proto je tento zdroj slabým zdrojem rušení. Proudů tekoucí v obvodu nejsou výrazně vyšší než výstupní proud, zároveň maximální napětí na diodě a spínači je mírně větší než napájecí napětí [8]. Schéma snižujícího zdroje je na obr. 1.1.



Obr. 1.1: Akumulační měnič se sestupným napětím

Po sepnutí spínače T , po dobu dT , vzrůstá přibližně lineárně proud I_L cívku L , podle vzorce 1.1. Změna proudu v cívce je přímo určena napájecím napětím. Během této doby se akumuluje v magnetickém poli cívky energie. Dioda D je uzavřena. Po rozepnutí spínače T , po dobu $(1-d)T$, se proud uzavírá přes zátěž a nyní propustnou diodu D . Velikost proudu cívku postupně klesá s energií v ní akumulovanou, která se dodává do zátěže. Celý cyklus se periodicky opakuje. Některé typické průběhy obvodových veličin jsou uvedeny na obr. 1.2.



Obr. 1.2: Průběhy na akumulacním měniči se sestupným napětím

Z rovnice 1.2 popisující rovnost napěťových ploch lze pro snižující měnič odvodit následující vztah:

$$(U_1 - U_0)dT = U_0(1 - d)T. \quad (1.3)$$

a jeho úpravou:

$$U_0 = U_1 d. \quad (1.4)$$

Pro výstupní proud:

$$I_0 = \int_0^T I_L dt. \quad (1.5)$$

Pokud pro úpravu použijeme vztah 1.1, pak:

$$I_0 = \frac{I_{L \max} - I_{L \min}}{2}(1 - d). \quad (1.6)$$

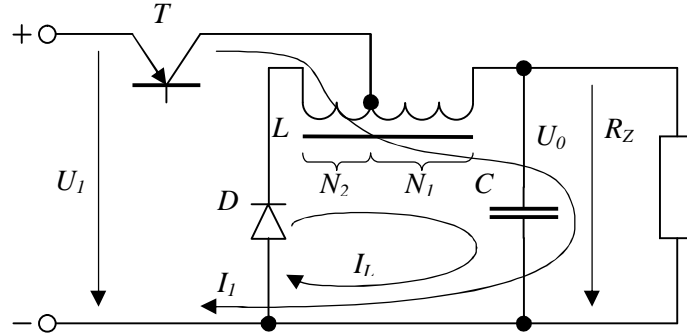
Závěrné napětí na tranzistoru:

$$U_{CE \max} > U_1. \quad (1.7)$$

Maximální proud tranzistorem:

$$I_{C \max} = I_0 + \frac{\Delta I_L}{2}. \quad (1.8)$$

Pokud by bylo snížení napětí příliš velké a činitel plnění velmi malý, lze použít zapojení snižujícího měniče s odbočkou na vinutí. Uvedeného na obr. 1.3. Po funkční stránce se jedná o totožné zapojení, jen cívka je zapojena jako autotransformátor.



Obr. 1.3: Akumulační měnič se sestupným napětím s odbočkou na vinutí

Zapojení odpovídají i upravené rovnice, pro napětí:

$$(U_1 - U_0)dT = nU_0(1-d)T. \quad (1.9)$$

Vyjádřením výstupního napětí:

$$U_0 = U_1 \frac{d}{d(1-n) + n}. \quad (1.10)$$

Kde n je poměr počtu závitů vinutí daný vztahem:

$$n = \frac{N_1}{N_1 + N_2}. \quad (1.11)$$

Pro:

$$I_{1\max} = \frac{U_1}{L} dT. \quad (1.12)$$

Je $I_{L\max}$:

$$I_{L\max} = I_{1\max} \cdot n. \quad (1.13a)$$

Obdobně:

$$I_{L\min} = I_{1\min} \cdot n. \quad (1.13b)$$

Označíme-li indukčnost celé cívky jako L_0 , pak indukčnost její odbočky bude rovna:

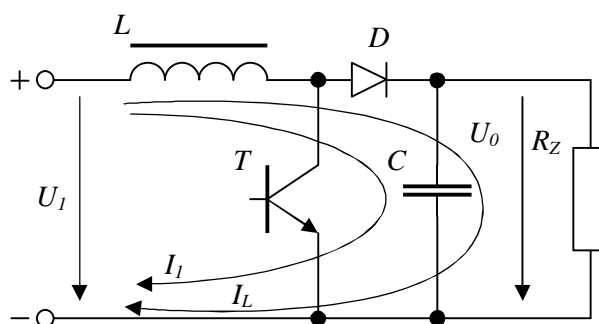
$$L_1 = L_0 n^2. \quad (1.14)$$

Tudíž směrnice poklesu proudu cívkou bude mít velikost:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{nU_0 - U_1}{nL_0}. \quad (1.15)$$

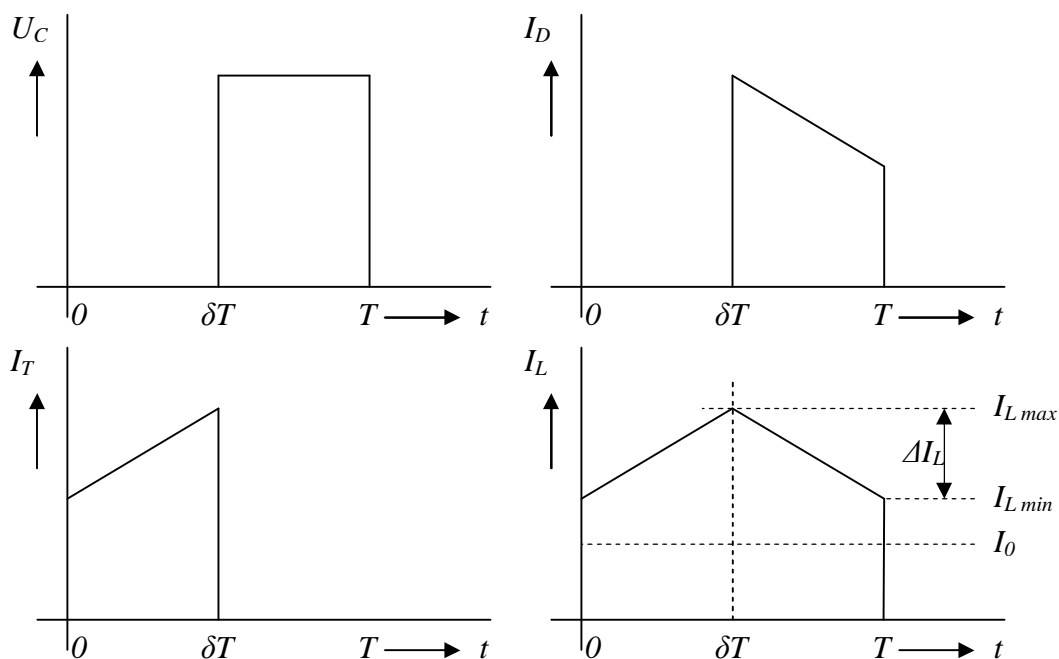
1.1.2 Akumulační měnič se vzestupným napětím

Tyto zdroje se používají pouze pro zvyšování menšího vstupního napětí na vyšší napětí výstupní. Mohou zvyšovat kladné i záporné napětí, polarita zůstává vždy zachována. Zapojení je na obr. 1.4. Častou aplikací je zvyšování napájecího napětí z baterií nebo akumulátorů, často také z napájecího napětí logiky TTL (+ 5 V) na +12 V nebo +15 V. Výhodou těchto zdrojů je možnost zvyšovat vstupní napětí přibližně až desetkrát pouze s cívkou [8]. Cívky jsou ekonomicky výhodnější než transformátory, často jsou i lépe dostupné. Jistým kompromisem je použití cívky s odbočkou.



Obr. 1.4: Akumulační měnič se vzestupným napětím

Při sepnutí spínače T , prochází proud ze zdroje přes cívku a spínač. Tento proud postupně vzrůstá, velikost změny proudu je přibližně dána vzorcem 1.1. Energie se akumuluje v magnetickém poli cívky. Energie do zátěže je po tuto dobu dodávána kondenzátorem C , jelikož je dioda D závěrně polarizována. Po rozepnutí spínače, postupně vrůstá napětí na kolektoru spínacího tranzistoru do té doby, dokud nedosáhne velikosti výstupního napětí. V této době se dioda D zpolarizuje do propustného směru a začne jí téct proud dodávající energii do kondenzátoru a zátěže. Jak je patrné, je kondenzátor jednu dobu činnosti nabíjen a druhou vybíjen, tato skutečnost klade požadavky na jeho kvalitu zvláště na jeho vnitřní odpor. Řídícím obvodem je zajištěno cyklické spínání, které zajišťuje přenos energie. Typické průběhy vybraných obvodových veličin jsou uvedeny na následujícím obr. 1.5.



Obr. 1.5: Průběhy na akumulacním měniči se vzestupným napětím

Z rovnice 1.2 popisující rovnost napěťových ploch můžeme odvodit následující vztah:

$$U_1 dT = (U_0 - U_1)(1 - d)T. \quad (1.16)$$

Úpravou dostaneme velikost výstupního napětí:

$$U_0 = \frac{U_1}{1 - d}. \quad (1.17)$$

Pro výstupní proud platí stejné rovnice jako v předchozím případě, vzorce 1.5 a 1.6.

Závěrné napětí tranzistoru musí být alespoň:

$$U_{CEmax} > U_0 + U_{Df}. \quad (1.18)$$

Kde U_{Df} je napětí na diodě v propustném směru a pro její závěrné napětí platí:

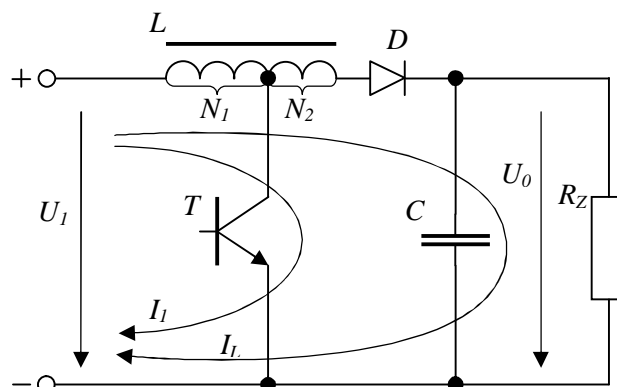
$$U_{Dr} > U_0. \quad (1.19)$$

Maximální proud spínačem je pak:

$$I_{Cmax} = \frac{U_1}{L} dT. \quad (1.20)$$

Jelikož možnost zvýšit napětí jen desetkrát v některých případech nedostačuje, je možné použít zapojení zvyšujícího měniče, který má cívku s odbočkou obr. 1.6. Cívka

v tomto případě pracuje jako autotransformátor. Tyto zdroje při velkém zvýšení výstupního napětí bývají hůře stabilizovatelné [8].



Obr. 1.6: Průběhy na akumulčním měnič se vzestupným napětím a odbočkou na cívce
Opět musí platit rovnost napěťových ploch daná vzorcem 1.2, pak pro zapojení 1.6 platí:

$$\frac{1}{n} U_1 dT = (U_0 - U_1)(1-d)T. \quad (1.21)$$

A z ní vyplývající vztah pro výstupní napětí:

$$U_0 = \frac{U_1}{1-d} \cdot \frac{n(1-d)+d}{n}. \quad (1.22)$$

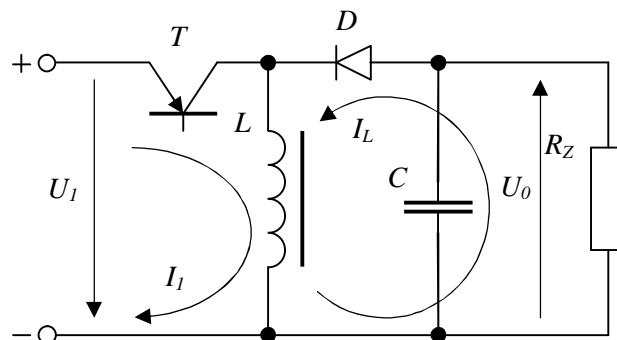
Převod tlumivky je stejný jako v předešlém případě, je vyjádřen vztahem 1.11.

Vlastnosti proudů popisují vztahy 1.12, 1.13 a 1.15, vztah mezi indukčnostmi 1.14.

1.1.3 Akumulační měnič invertující napětí

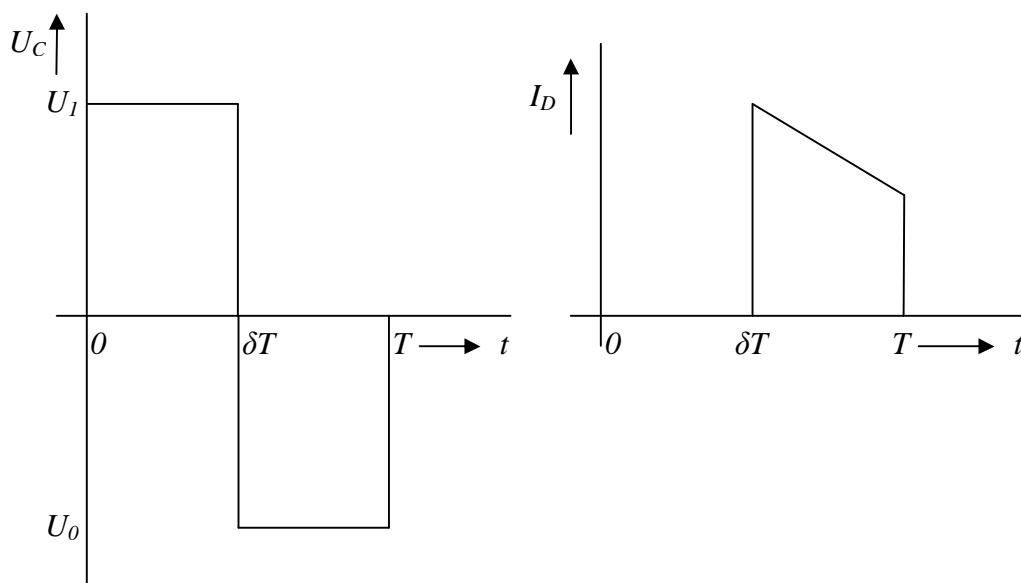
Tyto zdroje se používají pro změnu polarity vstupního napětí na výstupní napětí s opačnou polaritou. Výstupní napětí může být co do absolutní velikosti větší i menší, než napětí vstupní, což je velmi výhodné. Časté využití nalézají tyto měniče v aplikacích, kde mění vstupní napětí +5 V na výstupní napětí -5 V, další velice častou aplikací je přeměna vstupního napětí -48 V na +5 V v oblasti telekomunikací [8]. Další výhodou této architektury popisovaného invertujícího měniče je, že mění velikost napětí, zároveň pak jeho polaritu a to bez použití transformátorů, které se standardně nevyrábějí a oproti cívkám jsou méně ekonomické a to i z hlediska dostupnosti. Celý obvod lze zkonstruovat i v zrcadlově obrácené verzi kde převádí záporné vstupní napětí na napětí výstupní kladné,

obě zapojení jsou téměř identická a platí pro ně stejné vlastnosti, proto zde budeme rozebírat pouze častější kladnou variantu, obr. 1.7.

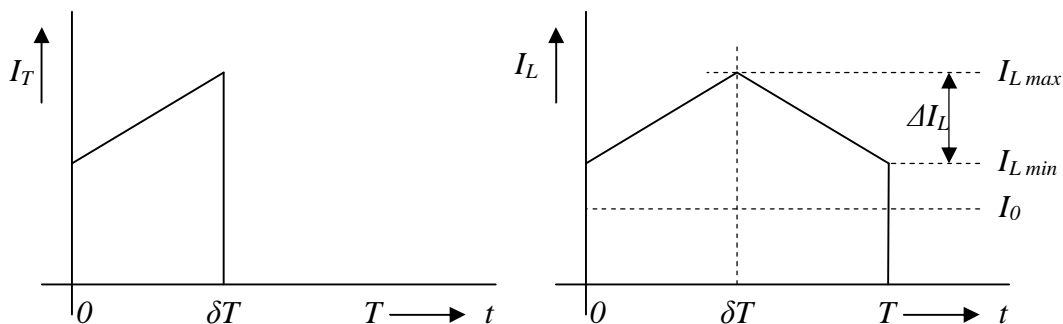


Obr. 1.7: Akumulační měnič invertující napětí

Při sepnutí spínače T po dobu δT , je přivedena na cívku napájecí napětí. Cívkou nám postupně vzrůstá proud I_I a postupně se v ní v podobě magnetického pole hromadí energie. Rychlost vzrůstu proudu je dána především velikostí napájecího napětí, indukčnosti cívky a jejím odporem [6]. Dioda D je nyní polarizována v závěrném směru, neteče skrz ní žádný proud. Energie do zátěže je tedy po tuto dodávána z kondenzátoru. Po rozepnutí spínače, po dobu odpovídající $(1-\delta)T$, se přestane energie dodávat do cívky a magnetický indukční tok začne klesat. Tím se změni polarita napětí na cívce a po dosažení napětí absolutně většího než je záporné výstupní se dioda D zpolarizuje do propustného směru a začne obvodem procházet proud I_L . Ten dodává energii jak do výstupního kondenzátoru C tak i do zátěže. Typické průběhy napětí a proudů jsou vyneseny na obr. 1.8a a 1.8b.



Obr. 1.8a: Průběhy na akumulacím měniči invertujícím napětí



Obr. 1.8b: Průběhy na akumulacním měniči invertujícím napětí

Z rovnice 1.2, rovnosti napěťových ploch nám vyplývá pro invertující měnič následující vztah:

$$U_1 dT = -U_0 (1-d)T. \quad (1.23)$$

Po úpravě pro výstupní napětí:

$$U_0 = (-1)U_1 \frac{d}{1-d}. \quad (1.24)$$

Ze vzorce pro výstupní napětí je patrné, že tímto měničem lze získat pouze záporné napětí.

Pro výstupní proud platí obvyklé vztahy popsané rovnicemi 1.5 a 1.6.

Pro maximální proud tranzistorem pak rovnice 1.11.

Spínací prvek, tranzistor musí vydržet závěrné napětí rovnající se:

$$U_{CE \max} > U_1 - U_0. \quad (1.25)$$

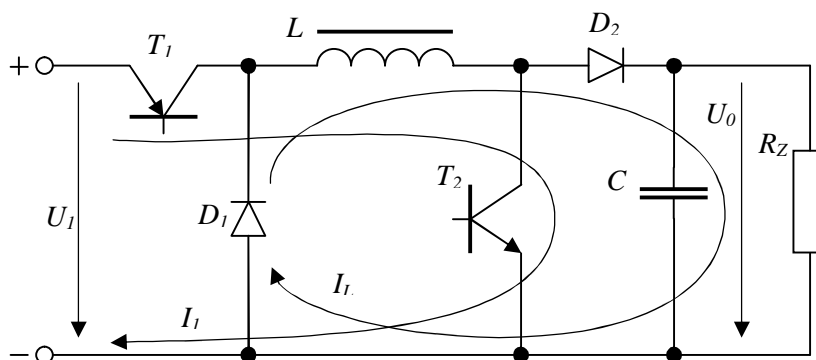
Napětí se sice odečítají, ale napětí výstupní U_0 je vždy záporné takže v absolutní velikosti se sčítají. Obdobně platí vztah pro závěrné napětí diody:

$$U_{Dr} > U_1 - U_0. \quad (1.26)$$

Také toto zapojení lze modifikovat použitím cívky s odbočkou, pro úpravu převodního poměru. Tím se dosáhne lepší stabilizace výstupního napětí, posunutím činitele plnění δ do vhodnějšího pracovního rozsahu. Vztahy lze snadno odvodit a tato kombinace zapojení je velmi neobvyklá, proto zde není konkrétně uvedena.

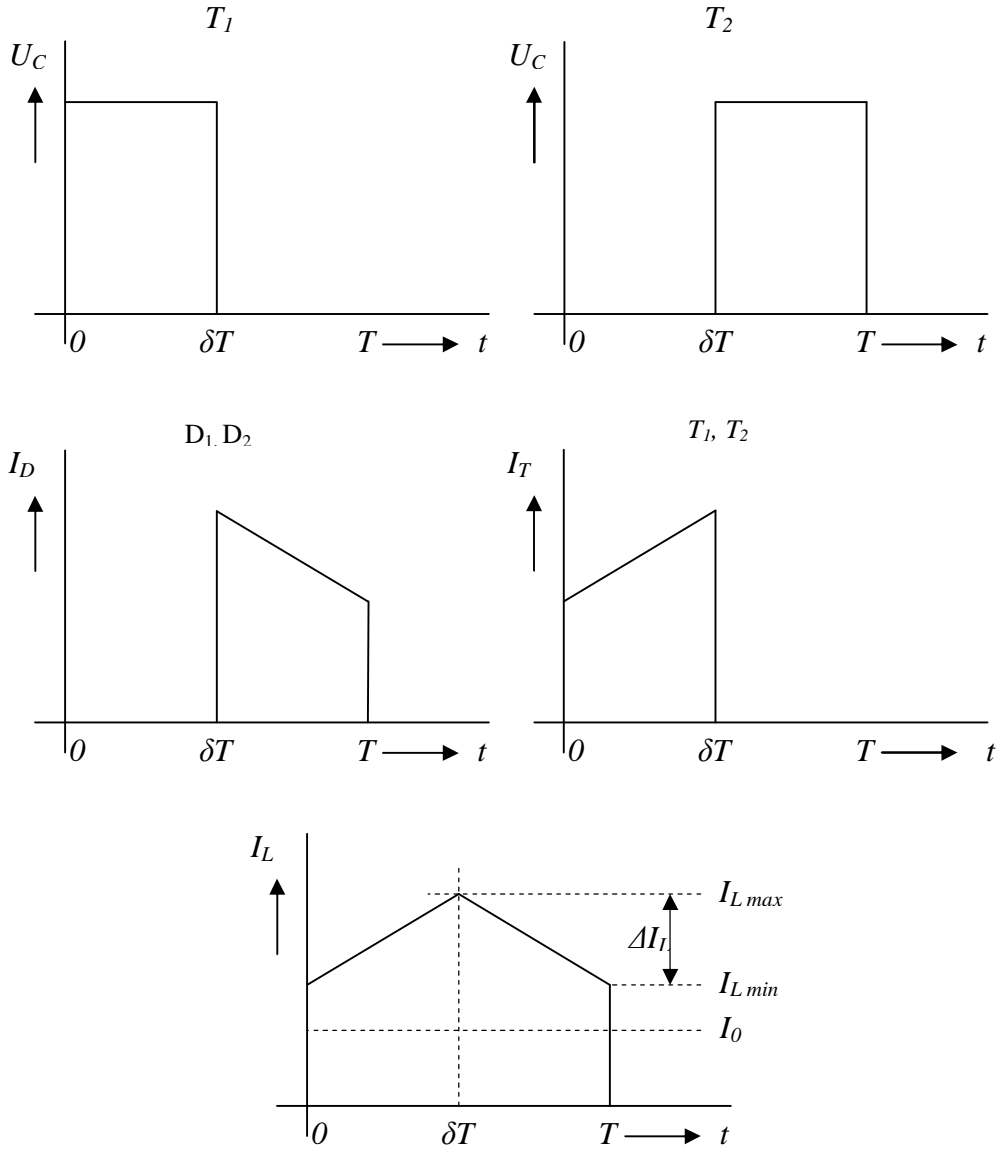
1.1.4 Akumulační měnič snižující i zvyšující napětí

Potřebujeme-li výstupní napětí zvyšovat i snižovat zároveň a nesmíme změnit jeho polaritu. Pokud z nějakého důvodu nemůžeme nebo nechceme použít transformátor, můžeme použít zapojení na obr. 1.9. Pokud si ho pečlivě prohlédneme, zjistíme, že jde o jakousi kombinaci měniče snižujícího a zvyšujícího vstupní napětí. Kde nám spínač T_1 a dioda D_1 tvoří snižovací člen a spínač T_2 a dioda D_2 tvoří člen zvyšovací. Mohli bychom spínat jednotlivé tranzistory podle toho, zda bychom potřebovali napětí zvýšit či snížit, avšak řídicí elektronika by byla velmi složitá. Namísto toho se používá způsob, kdy se spínají oba tranzistory najednou. Výhodou tohoto zapojení je bezesporu možnost zvyšovat a snižovat napětí bez použití transformátoru. Toto zapojení má i své zápory, požití dvou spínačů a dvou diod, zapojených v obvodu do série nám způsobuje zhoršení účinnosti vlivem větších ztrát na těchto obvodových prvcích.



Obr. 1.9: Akumulační měnič snižující i zvyšující napětí

Oba spínače T_1 i T_2 jsou současně sepnuty po dobu dT , v této době se proud prochází spínači T_1 , T_2 ve směru I_I a diody D_1 a D_2 jsou polarizovány v závěrném směru. Během této doby se hromadí energie v magnetickém poli cívky, do zátěže se dodává pouze energie uskladněná v kondenzátoru C . Po rozepnutí spínačů zůstává směr proudu zachován a uzavírá se přes diody D_1 a D_2 do kondenzátoru C zátěže. Typické průběhy napětí a proudů jsou vyneseny na obr. 1.10.



Obr. 1.10: Průběhy na akumulacním měničů snižujícím i zvyšujícím napětí

Z rovnice 1.2 odvodíme ideální vztah pro rovnost napětěových ploch:

$$U_1 dT = U_0 (1 - d)T. \quad (1.27)$$

Po úpravě na výstupní napětí:

$$U_0 = U_1 \frac{d}{(1 - d)}. \quad (1.28)$$

Pro výstupní proud platí stejné rovnice jako v předchozím případě, vzorce 1.5 a 1.6.

Maximální proud tranzistory pak popisuje rovnice 1.20.

Závěrné napětí tranzistorů:

$$\text{Tranzistor 1: } U_{CE \max} > U_1; \quad (1.29)$$

$$\text{Tranzistor 2: } U_{CE \max} > U_0 + U_{D_2f}. \quad (1.30)$$

Kde U_{D_2f} je napětí na diodě D_2 v propustném směru.

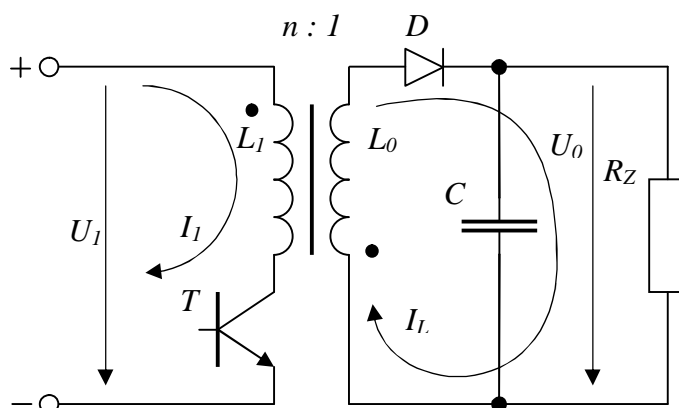
Obdobně platí pro diody:

$$\text{Dioda 1 : } U_{Dr} > U_1; \quad (1.31)$$

$$\text{Dioda 2 : } U_{Dr} > U_0. \quad (1.32)$$

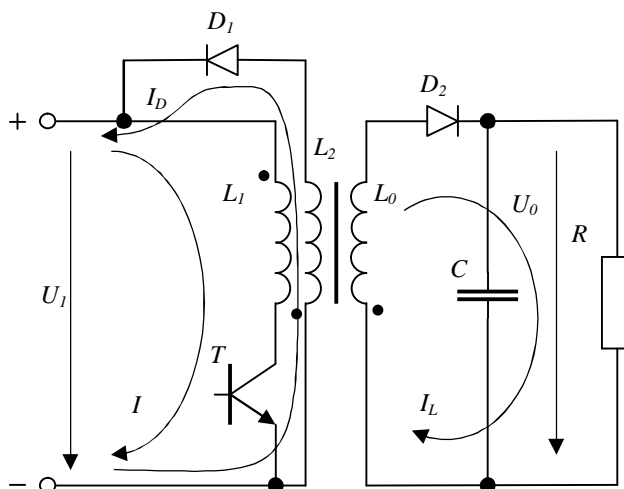
1.1.5 Akumulační měnič s transformátorem

Zdroje s transformátorem, obr. 1.11, mohou generovat jak kladné tak i záporné výstupní napětí, přičemž výstupní napětí může být vyšší nebo i nižší než napětí vstupní. Největší výhodou zdrojů s transformátorem je možnost galvanického oddělení výstupu od vstupu, tudíž umožňuje konstrukci zdroje s plovoucím výstupem. Další nespornou výhodou je možnost mít více výstupů s různým napětím, vzájemně od sebe izolovaných. Možnost plné regulace je pouze pro jeden, kompromisem pak je sestavení váhového obvodu, který řídí činnost podle celkového zatížení zdroje [7], [8]. Takováto regulace je však vždy značným kompromisem a musí být navržena pro konkrétní aplikaci, uspořádání zátěží v jednotlivých větvích a jejich dynamických proudových požadavků [8].



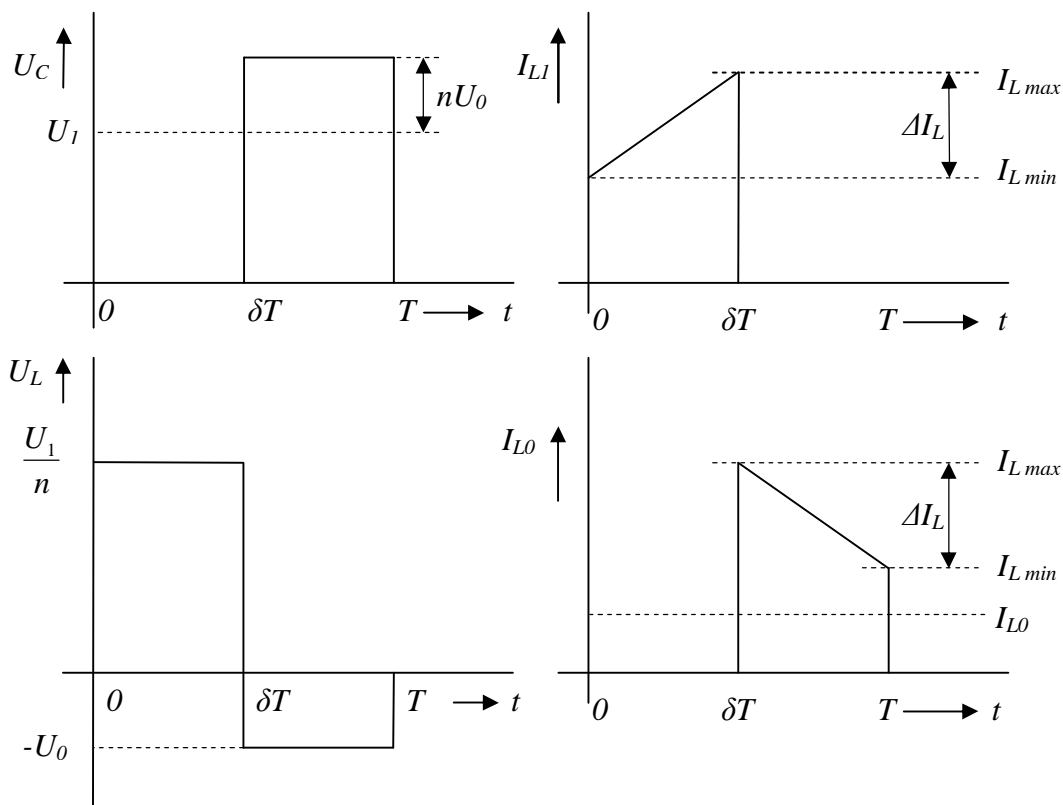
Obr. 1.11: Akumulační měnič s transformátorem

Po sepnutí spínače T , po dobu dT postupně vzrůstá proud I_l se směrnicí danou přibližně vztahem 1.38. Energie ze zdroje se postupně akumuluje v magnetickém obvodu transformátoru. Během této doby je dioda D polarizována závěrně a energie se do zátěže dodává z kondenzátoru C . Po rozepnutí spínače se změní směrnice růstu magnetického indukčního toku, popsána rovnicí 1.39. Tím se změní polarita napětí na sekundárním vinutí, dioda D začne propouštět proud I_L , který nabíjí kondenzátor C a zároveň se dodává do zátěže. Požadujeme-li provoz měniče na prázdko je nutné odvést demagnetovací proud, nejlépe zpět do zdroje, čímž se zvýší celková účinnost zdroje. Tento jev se nazývá rekuperační. Zapojení s rekuperačním vinutím je na obr. 1.12.



Obr. 1.12: Akumulační měnič s transformátorem a rekuperačním vinutím

Demagnetovací proud I_D se v době $(1-d)T$ neuzavírá zátěží která při chodu naprázdno není připojena, ale rekuperačním vinutím L_2 přes diodu D_1 zpět do zdroje. Rekuperační vinutí má stejný počet závitů jako vinutí, ke kterému je přes diodu připojeno [6], stejnou tedy jako L_1 . Obě vinutí mají mít co nejtěsnější vazbu, proto se často používá takzvané bifilární vinutí [6]. (Při navíjení transformátoru se vinou dva vodiče současně jako jeden, tím se dosáhne dvou vinutí s velmi těsnou vazbou.) Na obr. 1.13 jsou uvedeny typické obvodové průběhy.



Obr. 1.13: Průběhy na akumulacím měniči s transformátorem

I pro tento druh zapojení platí rovnice 1.2 o rovnosti napět'ových ploch, a její tvar je:

$$U_1 dT = -U_0(1-d)T. \quad (1.33)$$

Odtud vyvodíme vyjádření pro výstupní napětí:

$$U_0 = U_1 \frac{d}{1-d} \cdot (-1). \quad (1.34)$$

V tomto případě máme transformátor s převodním poměrem:

$$n = \frac{N_1}{N_0}. \quad (1.35)$$

Pro jejich indukčnosti tedy platí:

$$n^2 = \frac{L_1}{L_0}. \quad (1.36)$$

Pokud upravíme rovnici 1.34, tak dostaneme:

$$U_0 = \frac{1}{n} U_1 \frac{d}{1-d} \cdot (-1). \quad (1.37)$$

Směrnice růstu proudu I_L se spočte rovnicí:

$$dI_1 = \frac{U_1}{L_1} dt. \quad (1.38)$$

Velikost směrnice proudu I_L spočítáme obdobně dle vztahu:

$$dI_L = -\frac{U_0}{L_0} dt. \quad (1.39)$$

Pokud proud I_{Lmax} určuje maximální hodnotu indukce v jádru, maximální proud v primárním vinutí, který je důležitý pro dimenzování spínacího tranzistoru je:

$$I_{1max} = \frac{I_{Lmax}}{n}. \quad (1.40)$$

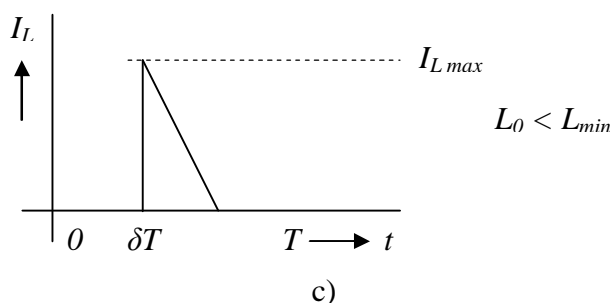
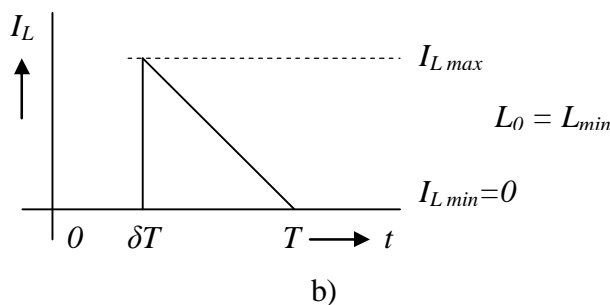
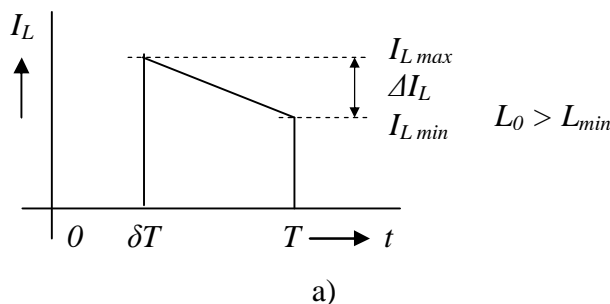
U spínacího tranzistoru je nutné ještě znát hodnotu závěrného napětí, na kterou musí být dimenzován:

$$U_{CEmax} > U_1 + nU_0. \quad (1.50)$$

1.1.6 Výpočet základních parametrů transformátoru pro akumulární měniče

Doposud jsme předpokládali, že proud cívkou je spojitý nepřerušovaný a měnič je v ustáleném stavu, kdy počáteční proud tlumivkou I_L pro $t=0$ je stejný jako proud tlumivkou v okamžiku kdy $t=T$. Tato podmínka není vždy splněna [7], a proto rozlišujeme několik druhů výstupních proudů:

- Spojitý proud, proud tlumivkou nikdy neklesá na nulovou hodnotu, tudíž není přerušován. Viz. Obr. 1.15 a.
- Proud na hranici spojitosti, proud tlumivkou klesá na nulu, ale není přerušen, pohybuje se na hraně. Viz. Obr. 1.15 b.
- Přerušovaný proud, proud tlumivkou klesne na nulu a po určitou dobu na ní setrvává. Viz. Obr. 1.15 c.



Obr. 1.14: Režimy proudů tlumivkou

Pokud měnič přejde do režimu přerušovaných proudů, značně mu stoupne zvlnění výstupního napětí. Proto se tomu snažíme vyvarovat vhodným návrhem obvodu, i když

můžeme měniče bez problémů provozovat i v tomto režimu, avšak za cenu zvýšeného výstupního zvlnění [7].

Chceme-li tedy určit výstupní proud můžeme použít zjednodušený vztah:

$$I_0 = \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{2} (1 - d). \quad (1.51)$$

Ten platí pouze pro nepřerušovaný proud, daleko lepší je vztah obecnější:

$$I_0 = \int_{dT}^T I_L dt. \quad (1.52)$$

Když budeme uvažovat režim spojitých proudů a zavedeme si:

$$\Delta I_L = I_{L\max} - I_{L\min}. \quad (1.53)$$

ΔI_L by nemělo v praxi být větší než $0,2I_0$, aby napětí na výstupním kondenzátoru nebylo příliš zvlněné. Činitel plnění δ bývá obvykle v rozsahu od 0,1 do 0,5. Tyto hodnoty se mohou lišit u konkrétních zapojení měničů [7].

Pokud zvolíme $\Delta I_L = 0,2I_{L\max}$ a střední hodnotu $\delta = 0,3$, můžeme hodnotu indukčnosti L_0 určit dosazením a úpravou vzorce 1.1 jako:

$$L_0 = \frac{U_0}{0,2I_0} (1 - 0,3)T = 3,5 \cdot \frac{U_0}{I_0} T. \quad (1.54)$$

Úpravou rovnice 1.36 pro indukčnost primárního vinutí platí:

$$L_1 = n^2 L_2. \quad (1.55)$$

$I_{L\max} - \Delta I_L$ udává stálou neperiodicky neměnicí se složku magnetické indukce a ΔI_L její periodickou amplitudu. Kolísá-li napětí na vstupu od $U_{I\min}$ k $U_{I\max}$ určí se hodnota činitele plnění:

$$d_{\min} = \frac{nU_0}{nU_0 + U_{I\max}}; \quad (1.56)$$

$$d_{\max} = \frac{nU_0}{nU_0 + U_{I\min}}. \quad (1.57)$$

Nejvyšší přípustný spínací kmitočet f je omezen přijatelnou účinností měniče, jelikož se zvyšujícím se kmitočtem, také vzrůstají ztráty a klesá účinnost. Ta je především dána

zotavovací dobou spínacího tranzistoru a diody, ztrátovým výkonem jádra, odporem diody a tranzistoru v sepnutém stavu. Zotavovací doby by neměli překročit dobu $T/10$ [7].

Výkon, který může maximálně měnič předat při neuvažování ztrát a účinnosti se v ideálním případě určí z energie A , která je nahromaděná v magnetickém poli tlumivky:

$$A = \int_{I_{1\min}}^{I_{1\max}} LI_1 dI_1. \quad (1.58)$$

Dosadíme-li za $I_{L\min}=0$ do rovnice 1.58 :

$$A = \int_0^{I_{1\max}} L_1 I_1 dI_1 = L_1 \left[\frac{I_1^2}{2} \right]_0^{I_{1\max}} = \frac{1}{2} L_1 I_{1\max}^2. \quad (1.59)$$

Budeme-li uvažovat nedokonalou vazbu mezi vinutími transformátoru, je předaná energie, pokud neuvažujeme účinnost:

$$A_1 = \frac{1}{2} (1-s) L_1 I_{1\max}^2. \quad (1.60)$$

Kde je σ činitel rozptylu vinutí transformátoru.

Úpravou rovnice 1.59 lze odvodit vztah, který naznačuje jak magnetické vlastnosti jádra a jeho rozměry [6] ovlivňují výkon měniče:

$$P_1 = \frac{A_1}{T} = \frac{\Delta B^2 S_j l_s}{2T m_0 m_e}. \quad (1.61)$$

Při $I_{L\min}=0$ odpovídá ΔB nejvýše $B_s/2$. Při objemu jádra $S_j l_s$ [6].

Nyní již můžeme odvodit vztah pro první návrh hodnoty indukčnosti L_1 :

$$L_1 = \frac{U_1^2 d^2 T}{2P_0}. \quad (1.62)$$

Reálně použitá hodnota bývá obvykle mnohonásobně větší [7].

Proud procházející vinutím akumulárního měniče má složku stálou, pouze v případě $I_{L\min}>0$. Ta jádro stejnosměrně magneticky polarizuje. Dále složku periodicky proměnnou, tudíž i magnetická indukce má dvě složky. Pro omezení vlivu stálé magnetické složky musí mít magnetický obvod napříč magnetického toku mezeru. Celková výsledná nejvyšší hodnota magnetické indukce nesmí překročit určitou hodnotu danou materiálem použitého jádra [6]. Splnění této podmínky nám zaručí dobré využití

magnetických vlastností jádra. Obvykle se používá poloviční hodnota magnetické indukce nasycení [6] :

$$B_s > 2m_0 m_e H_{0max}, \quad (1.63)$$

kde H_{0max} je vrcholová hodnota náhradní, pomyslné intenzity magnetického pole v jádru s vinutím o N závitů, kterým protéká proud I_{max} . Délka magnetické siločáry je l_s a její náhradní délka l_e . Efektivní permeabilita jádra je μ_e .

Přibližný objem jádra tlumivky je [6] :

$$V_e > \frac{m_0 m_e L_0 I_{Lmax}}{\left(\frac{B_s}{2}\right)^2}. \quad (1.64)$$

Periodicky proměnnou složku magnetické indukce ΔB , důležitou pro výpočet ztrát v jádru vypočteme z rovnice [6] :

$$\Delta B = \frac{L_0 \Delta I_L}{NS_j}. \quad (1.65)$$

S_j nám udává průřez jádra.

Zvolíme-li indukční zdvih podle vhodného materiálu jádra, určíme z následující rovnice počet závitů pro indukčnost L_0 :

$$L_0 = m_0 m_e N^2 \frac{S_{jmin}}{l_e}. \quad (1.66)$$

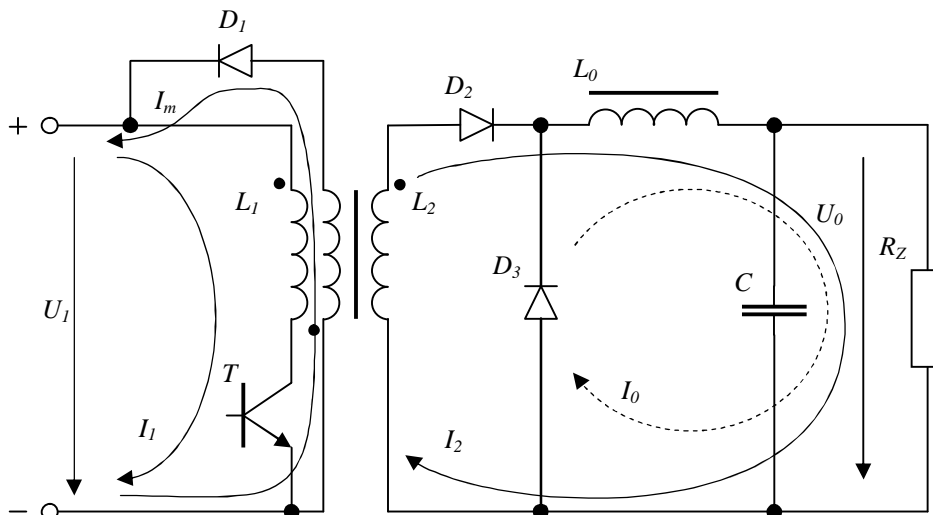
S_{jmin} udává minimální průřez jádra v obvodu.

1.2 Propustné měniče

Používají se pro rozsah výkonů od desítek wattů u jednouchých zapojení až do jednotek kilowatt u dvojčinných zapojení. Pracovní kmitočet těchto měničů bývá obvykle od 50 do 500 kHz. Je doporučeno aby činitel plnění δ vyjadřující střidu spínání nepřekračoval hodnotu 0,4 [8].

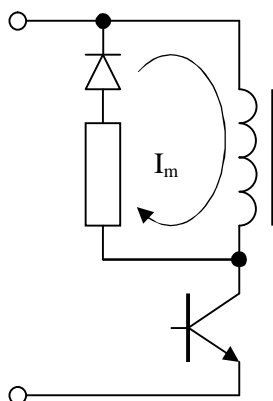
1.2.1 Propustné zapojení

Základní zapojení je na obr. 1.15, toto zapojení se používá pro rozsah výkonů přibližně 20 až 50 W, dosahuje účinnosti okolo 80 % [7].



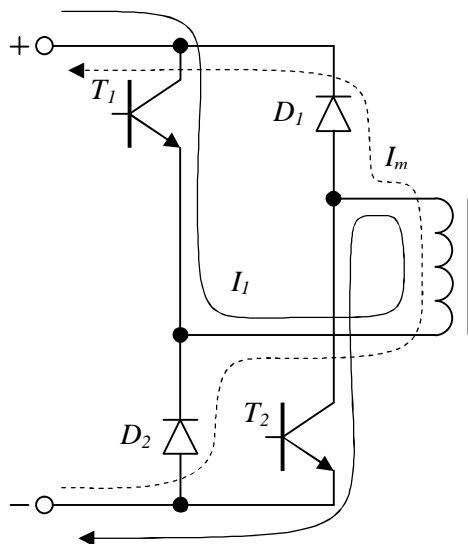
Obr. 1.15: Propustné zapojení měniče

V první části pracovní periody T , po dobu δT je sepnut spínač v podobě tranzistoru. Proud tekoucí cívkou L_1 vyvolá v jádře magnetický tok, který nám přímo přenáší energii na cívkou L_2 . Dioda D_2 je polarizována v propustném směru a energie se dodává do zátěže a současně se část energie akumuluje v jádře tlumivky, jako její magnetické pole. Po rozepnutí, v době $(1-\delta)T$, je tlumivka od transformátoru oddělena diodou D_2 , na výstup se dodává energie nahromaděná v magnetickém poli tlumivky, nepřerušovaný výstupní proud se uzavírá pomocí diody D_3 . Magnetovací proud I_m se nyní uzavírá rekuperačním vinutím přes diodu D_1 zpět do zdroje a nabíjí filtrační kondenzátory zdroje. Rekuperační dioda by měla mít co nejkratší dobu zotavení [7], v této době je transformátor zkratován a zhoršuje se jeho účinnost. Počet závitů rekuperačního vinutí je stejný jako vinutí, ke kterému je přes diodu připojen, dále by vinutí měli mít co nejtěsnější vazbu proto se někdy používá i bifilárního vinutí. Primárním vinutím prochází dvě složky proudu, magnetovací proud a proud transformovaný do zátěže. Součástí magnetovacího proudu je i část kryjící ztráty v jádře, ta způsobuje oteplení jádra [6]. Magnetovací proud je jen malou částí celkového proudu tekoucího primárním vinutím [7]. Nutnost použití rekuperačního vinutí komplikuje realizaci transformátoru, máme však i jiné možnosti. Uzavření magnetovacího proudu může být zajištěno i pomocí dodatečného obvodu obr.1.16, avšak na úkor zhoršení účinnosti jelikož energie akumulovaná se nevrací zpět do zdroje, ale maří se na rezistoru [7]. Její velikost tedy bude úměrná velikosti energie akumulované v jádře bez ztrát.



Obr. 1.16: Uzavření magnetovacího proudu rezistorem

Další možností je použití kombinovaného zapojení [8] obr. 1.17. Oba tranzistory spínají současně, tedy po sepnutí protéká proud z kladné svorky přes tranzistor T_1 , primární vinutí a tranzistor T_2 k záporné svorce. Po současném vypnutí obou tranzistorů má proud snahu pokračovat ve stejném směru. Proud protéká z horní svorky primárního vinutí přes diodu D_1 do kladné svorky napájecího zdroje a obdobně ze spodní svorky primárního vinutí transformátoru přes diodu D_2 do záporné svorky napájecího zdroje. Toto zapojení se lze využít i pro akumulční měnič, jedná-li se o akumulční nebo propustné zapojení nám udává polarita zapojení výstupní usměrňovací diody.



Obr. 1.17: Zapojení kombinovaného zapojení

Transformátor propustného měniče je magnetován proudem mnohem menším než je proud transformovaný do zátěže, protože proudy v primárním a sekundárním vinutí vytvářejí v jádru transformátoru opačná magnetická pole, která se vzájemně ruší. Magnetické pole vytvořené magnetovacím proudem bývá menší než $1/10$ celkového proudu primárním vinutím transformátoru, proto není nutné zavádět do magnetického

obvodu mezeru [6]. Obvykle se zavádí velmi malá o relativní délce 10^{-3} až 10^{-4} , která slouží k snížení nasycené remanence jádra, důsledkem je snížení efektivní permeability jádra přibližně na polovinu počáteční hodnoty [6].

Vztah pro závislost magnetovacího proudu I_m , protékaného primárním vinutím transformátoru s N_1 závity, proudem I_1 vyvolaným zátěží a sekundárním proudem I_2 procházejícím vinutí s N_2 závity platí:

$$N_1 I_1 + N_2 I_2 = N_1 I_m. \quad (1.67)$$

Jelikož jsou proudy I_1 a I_2 svázány magnetickým obvodem jsou téměř v protifázi a platí:

$$I_m \ll I_1. \quad (1.68)$$

Ze vzorce 1.2 získáme vztah pro ideální převod:

$$(U_1 - nU_0)dT = nU_0(1-d)T. \quad (1.69)$$

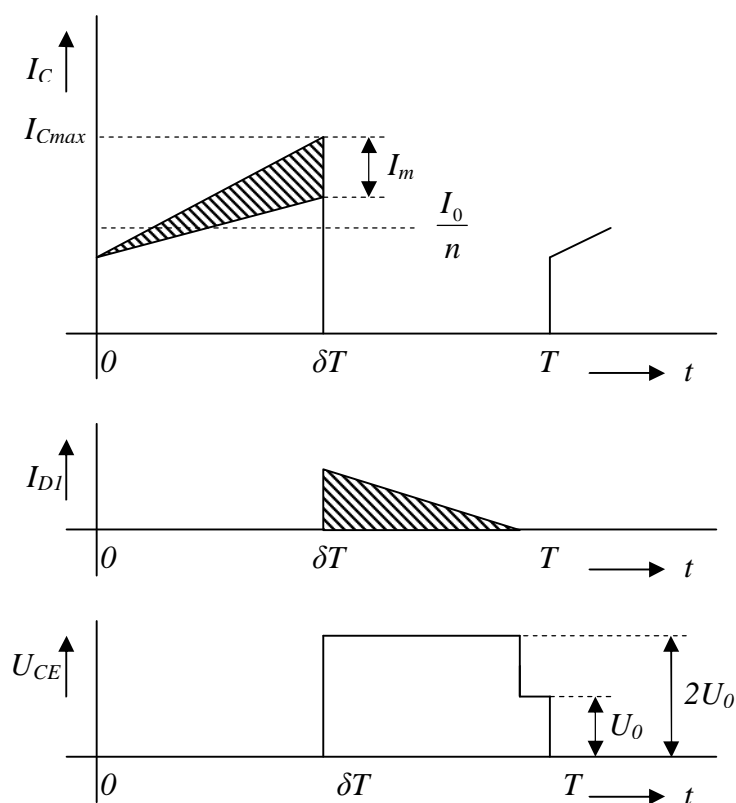
Úpravou pro výstupní napětí:

$$U_0 = \frac{U_1}{n}d. \quad (1.70)$$

Vstupní napětí je však omezeno rozsahem činitele plnění δ , který nesmí být pro měniče s rekuperačním vinutím vyšší než 0,5, jelikož je nutné zajistit, aby obě napěťové plochy $\delta_{max}T$ a $(1-\delta_{max})T$ byly shodné. To není možné, pokud jsou obě napětí určena, při připojení rekuperačního vinutí na zdroj [7]. Nemohou-li být obě napěťové plochy stejné pak dochází k posunu pracovního bodu po magnetovací křivce směrem k nasycení [6]. Jelikož pak nemůže být indukční zdvih stejný pro obě napěťové plochy, neúměrně nám vzrůstá magnetovací proud což může vést ke zničení spínacího prvku nadměrným proudem. Rozsah vstupních napětí může být tedy takový, jaký umožní rozsah činitele plnění regulačního obvodu. Použitím na vzorec 1.70 dostaneme závislost rozsahů:

$$\frac{U_{1\max}}{U_{1\min}} = \frac{d_{\max}}{d_{\min}}. \quad (1.71)$$

Významné průběhy napětí a proudů jsou na Obr. 1.18.



Obr. 1.18: Průběhy na Propustném zapojení

Na obr. 1.18 je šrafovaně vyvedena ta energie, která se akumuluje v jádře a následně rekuperuje do zdroje. Dále jsou vyznačeny některé rozměry význačných veličin.

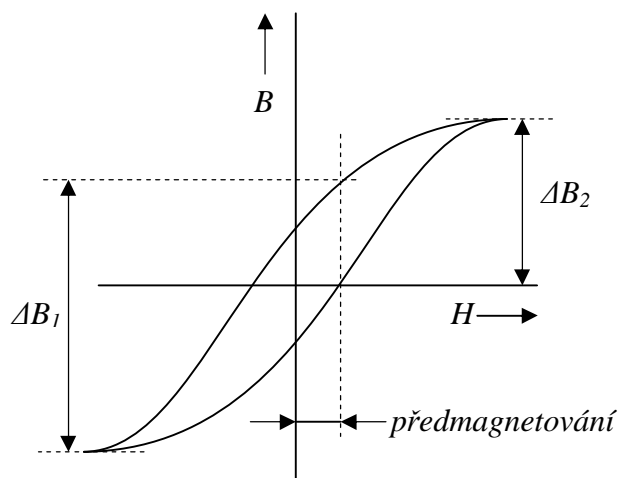
Maximální velikost magnetizačního proudu jakožto i maximální proud diodou D_1 spočítáme jako:

$$I_{m.\max} = \frac{U_1}{L_1} d_{\max} T. \quad (1.72)$$

1.2.2 Propustný měnič dvojčinný

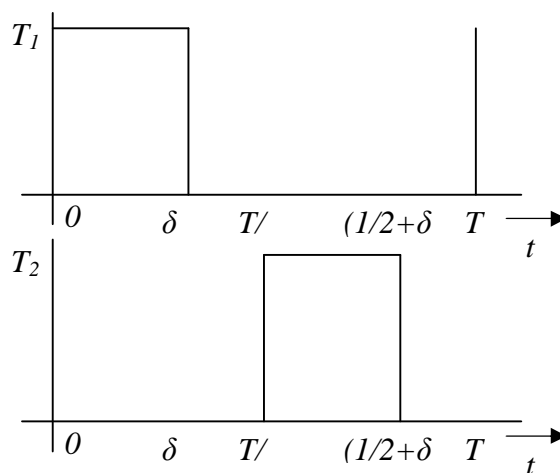
Dvojčinné měniče se vyznačují tím, že u nich magnetická indukce v jádru přechází periodicky z jedné hodnoty do druhé opačné, tedy od $+B$ až do $-B$, oproti předešlým případům kdy se jednalo o přírůstky indukce ΔB jedné polaroty. Jelikož je proud do primárního vinutí spínán více tranzistory, aby se docílil střídavý magnetický tok jádrem, musíme zabezpečit, aby činitel plnění δ nikdy nepřekročil hodnotu 0,5. V praxi se používá maximálně $\delta < 0,45$ [7]. To způsobuje časovou prodlevu mezi sepnutím jednotlivých tranzistorů, obr. 1.20 tato prodleva je nutná vezmeme-li v potaz doby zotavení jednotlivých polovodičových součástek. Pokud by tato podmínka nebyla splněna, vzniknou dodatečné

ztráty způsobené zkratováním zdroje přes transformátor. Zhorší se tím účinnost měniče a může vést až k zničení některé ze součástí nadměrným zatížením.



Obr. 1.19: Posun pracovního bodu vlivem předmagnetování

Jelikož v jádru nevzniká stálá složka stejnosměrného indukčního toku, není nutné do magnetického obvodu zavádět mezeru. Ta se však může zavést, není-li splněna podmínka dostatečné symetrie vstupních spínačů, aby se omezilo stejnosměrné přemagnetování jádra [7], obr. 1.19. Průběhy řídicích impulsů tranzistorů jsou na obr.1.20.



Obr. 1.20: Průběhy řízení spínacích tranzistorů

Magnetovací cyklus může teoreticky využívat rozsah magnetické indukce od $+B$ až do $-B$, avšak budeme-li brát ohledy na teplotní závislosti feritů, pak u měničů s kmitočtem 20 kHz využijeme přibližně 60% magnetické indukce nasycení a u měničů s kmitočtem kolem 100 kHz již jen 20% této hodnoty [6].

Z rovnosti napěťových ploch na vinutí transformátoru, vyplývá ideální vztah pro výstupní napětí:

$$U_0 = \frac{U_1}{n} \cdot 2d, \quad (1.73)$$

kde U_I a δ jsou střední hodnoty vstupního napětí a činitele plnění budících impulzů.

Převodní poměr transformátoru n určíme jako:

$$n = \frac{U_1 - U_T - U_{vtr}}{U_0 + U_{Df} + U_{vrl} + U_t} \cdot 2d, \quad (1.74)$$

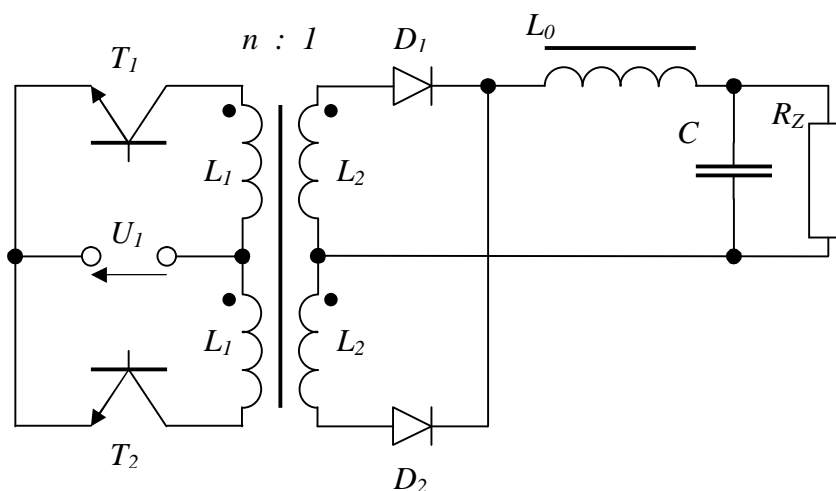
U_t postihuje nedokonalost pravoúhlých napěťových impulzů na vinutí transformátoru. Jeho hodnota se uvažuje $0,1U_0$. U_T je úbytek na tranzistoru a U_{vtr} je úbytek na vinutí transformátoru [7].

Magnetovací proud tekoucí spínacími prvky se mění:

$$\text{od } -\frac{U_1}{L_1}d\frac{T}{2} \text{ do } \frac{U_1}{L_1}d\frac{T}{2}.$$

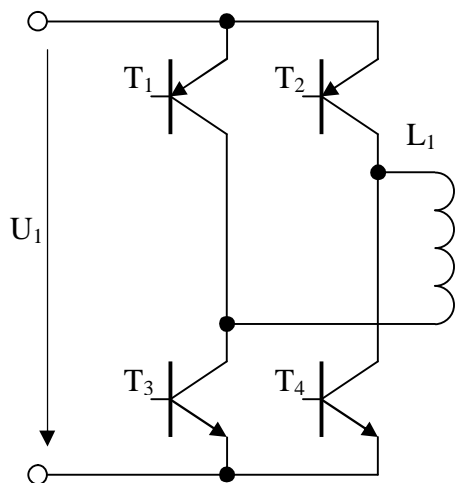
1.2.3 Zapojení transformátorů pro dvojčinné měniče

Základní zapojení propustné dvojčinného měniče, na obr. 1.21, je tvořeno dvěma impulsními transformátory navinutými na jednom jádru, vzájemně pracujících v protifázi [7]. Výstup tvoří sekundární vinutí L_2 , diody D_1 a D_2 tvoří dvoucestný usměrňovač, tedy usměrňují napětí a energie je přes tlumivku L_0 dodávána do zátěže. V době sepnutí tranzistoru T_1 nebo T_2 se magnetovací proud uzavírá do zátěže přes diody D_1 a D_2 . Po dobu mezi impulzy, bezpečnostní interval, se magnetovací proud tlumivky L_0 uzavírá přes obě diody, proud do zátěže zůstává nepřerušován. K magnetovacím proudům tekoucím v bezpečnostním intervalu diodami, se v obou částech periody přičítá proud vyvolaný filtrační tlumivkou, nejsou tedy velikosti těchto proudů stejné pro obě diody [7].



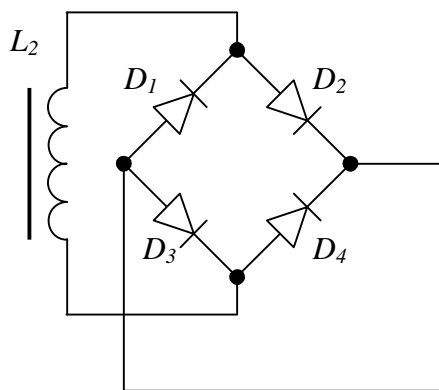
Obr. 1.21: Zapojení dvojčinného propustného měniče

Toto zapojení se vyznačuje užitím transformátoru s nejvyšším zdánlivým výkonem. Zdánlivý výkon je průměr zdánlivých výkonů primárního a sekundárního vinutí. Toto zapojení má nejvyšší účinnost pohybuje se nad 80% [7], spínaný proud prochází pouze jedním tranzistorem a je usměrněný pouze jednou diodou. Proto je dvoucestný usměrňovač vhodný pro usměrňování nižších napětí. Je tu však nutnost použití značného množství vinutí. Opačně je tomu pak u zapojení s plným mostem, obr. 1.22, a můstkovým usměrňovačem, obr. 1.23. U této kombinace je nejnižší zdánlivý výkon transformátoru i nejnižší účinnost. Z hlediska výběru spínacích tranzistorů je nejvhodnější zapojení plného mostu, u tranzistorů v tomto zapojení se připouští menší závěrné napětí a nejsou kladeny tak velké nároky na jejich symetrii [7]. Jednotlivá zapojení spínačů na primárním vinutí lze kombinovat s oběma druhy výstupních usměrňovačů na straně sekundární.



Obr. 1.22: Zapojení plného mostu

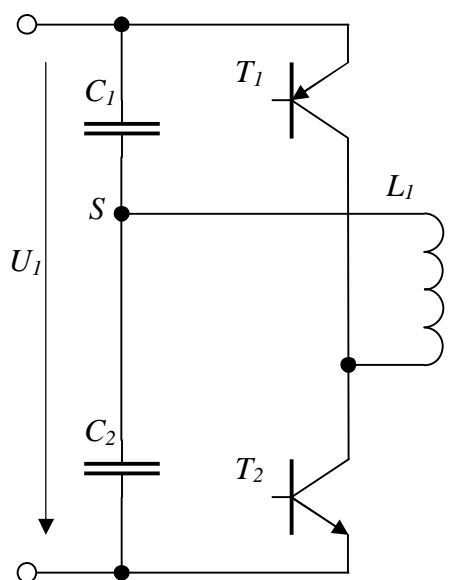
U plného mostu se spínají tranzistory T_1 a T_4 současně, podobně tak v druhé pracovní periodě tranzistory T_2 a T_3 . Plný most se používá u vyšších výkonů, přibližně do 1kW [8], kdy proudy kondenzátorů u polomostu nestačí a je nutné odebírat výkon z tvrdého zdroje [7]. Použitím dvou spínačů v sérii se samozřejmě snižuje účinnost. Výhodou je pouze jedno primární vinutí a již zmíněné menší nároky na symetrii spínačů.



Obr. 1.23: Zapojení dvojcestného můstkového usměrňovače

U můstkového usměrňovače, obr. 1.23, je velkou výhodou pouze jedno sekundární vinutí. Jelikož proud prochází dvěma diodami, je tomu úměrný i úbytek napětí na nich. Proto jsou ztráty na tomto usměrňovači vyšší, což se negativně projevuje na účinnosti celého měniče.

Na obr. 1.24 je zapojení polomostu s kondenzátory, ty drží přibližně polovinu napájecího napětí ve svém středu. Tranzistory spínají střídavě a tak je možné docílit stejného výsledku, s jistými omezeními, jako u plného mostu. Omezení se týká toho, že kondenzátory jsou nabíjeny a vybíjeny proudy tekoucími cívkou [7], to způsobuje změny napětí na jejich středu S . Jelikož by mělo být spínání co nejvíce symetrické, proto se také kapacity obou kondenzátorů rovnají, tedy $C_1 = C_2$.



Obr. 1.24: Zapojení polomostu

Pokud uvádíme kapacitu C pak se tím myslí součet kapacit kondenzátorů C_1 a C_2 , jelikož jsou přes zdroj paralelně spojeny.

Změnu napětí v bodě S můžeme vyjádřit jako:

$$\Delta U = \frac{1}{C} \int_0^{\frac{T}{2}d} i dt. \quad (1.75)$$

Nebo po úpravě pro druhou půlperiodu:

$$\Delta U = \frac{1}{C} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2} + \frac{T}{2}d} i dt. \quad (1.76)$$

Uvažujeme-li přibližně pravoúhlé proudové impulzy pak:

$$\Delta U = \frac{1}{C} I \Delta t. \quad (1.77)$$

Pokud si zavedeme k , jako vyjádření povolené změny napětí v rozsahu $\langle 0;1 \rangle$ [7], pak se potřebná velikost kondenzátorů určí:

$$C_1 = C_2 = \frac{C}{2} = \frac{I \frac{T}{2} d_{\max}}{2kU}. \quad (1.78)$$

1.3 Porovnání měničů

Porovnání akumulčních a propustných je přehledně zpracováno v tabulce přílohy A. Jsou srovnány vlastnosti měničů podle principu, účelu a složitosti návrhu. Z tabulky lze vyčíst výhody a nevýhody známých konstrukcí (galvanické oddělení, druh transformátoru atp.).

2 Návrh měniče

Při návrhu jakéhokoli zařízení je nejdůležitější podrobně prostudovat všechny požadavky na budoucí zařízení kladené, jak z hlediska jeho funkčnosti, tak splnitelnosti jednotlivých funkčních parametrů. Dokonalé zařízení lze vymyslet, ale z reálného hlediska již není jeho konstrukce možná. Je tedy vhodné v daných případech, pokud je to možné, volit kompromisní cestu.

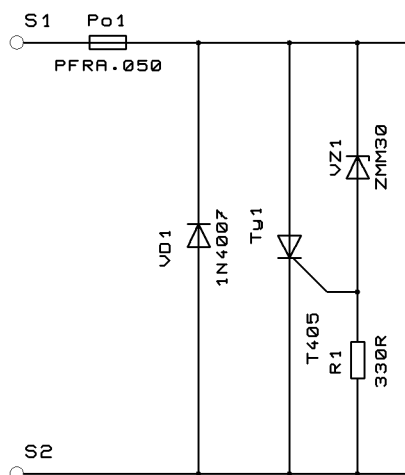
Požadavky kladené na zařízení jsou:

- a) Výstupní napětí 9 V stabilizované s možností ručního doladění v rozsahu přibližně $\pm 0,5$ V, galvanicky oddělené. Naprostá většina bateriově napájených ručních měřících přístrojů je napájena devítivoltovou baterií.
- b) Velikost výstupního proudu, 0 – 30 mA s možností běhu bez zátěže. Měřením na dostupných měřících přístrojích byl stanoven tento požadavek na minimální velikost dodávaného proudu. Nulová velikost odebíraného proudu je oprávněná především z důvodu, že některé měřicí přístroje mají odběr < 1 mA. Výstup by měl být odolný alespoň proti krátkodobému zkratu.
- c) Rozsah vstupních napětí by měl být co nejširší, z důvodu použití libovolného zdroje napětí. Především standardních síťových napáječů a běžných baterií. Alespoň v rozsahu 5 – 20 V (poměr 4:1).
- d) Spínaný zdroj by měl mít na vstupu ochranu proti přepólování vstupního napětí a proti přepětí. Ochrana by měla být nedestruktivní, tedy s opakovatelnou funkčností (vratná). Tento požadavek je spojen s možným použitím při výuce.
- e) Velikost devítivoltové baterie, jelikož je spínaný zdroj určen k vestavbě přímo do měřících přístrojů. Z tohoto důvodu není také kladen žádný požadavek na krytí přístroje.
- f) Účinnost by měla dosáhnout při vhodných pracovních podmínkách alespoň 60 %.
- g) Akustický vliv, pokud možno volit spínací frekvenci nad hranicí 20 kHz, aby nedocházelo k nepříjemným akustickým projevům.

2.1 Návrh obvodového řešení

Nejprve je třeba po pečlivém prostudování požadavků zvolit typ zapojení měniče. Z požadavku na galvanické oddělení výstupu od vstupu, je přímo daná nutnost použití transformátoru. Máme tedy možnost volit mezi akumulacním a propustným zapojením, vzhledem k požadavkům na výstupní výkon a zvláště na rozsah vstupních napětí, s přihlédnutím na složitost řízení, se jeví použití akumulacního měniče s transformátorem jako nejlepší možnost. Viz. kap. 1.1.5.

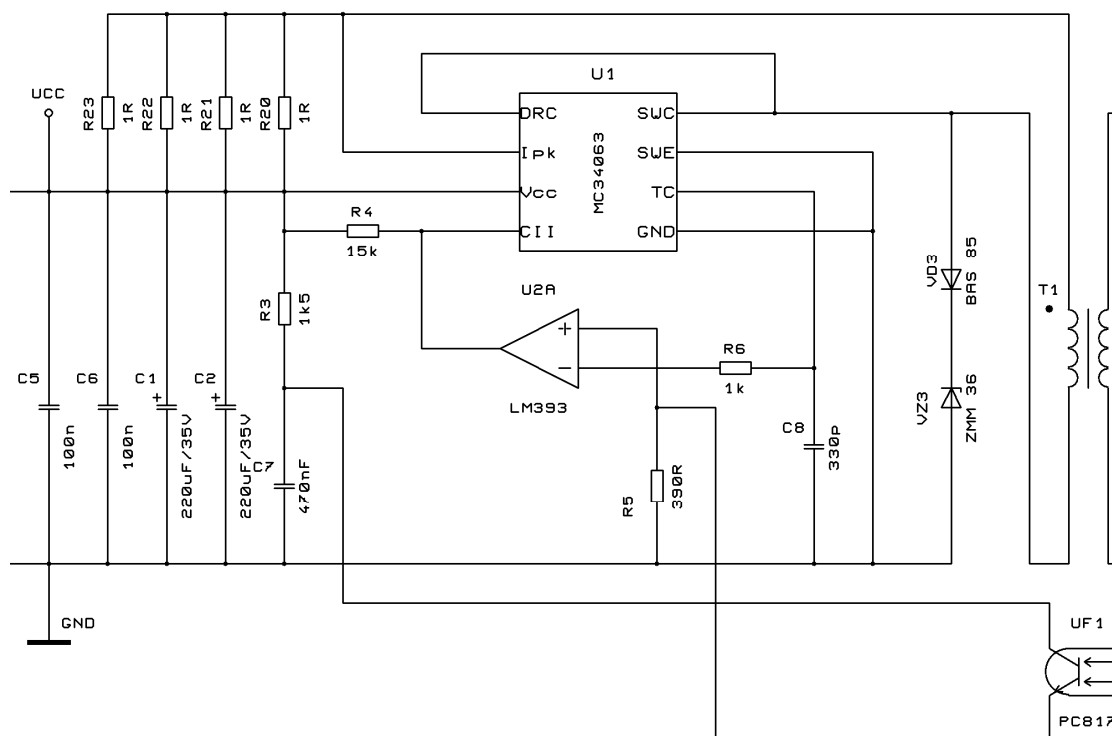
Vstupní ochrana má být vratná, není tedy možné použít standardní tavnou pojistku. Jistou možností je použití vratné bimetalové pojistky, lepší je však užít moderní pojistku typu Polyswitch. Ta pracuje na principu změny vlastností jistého typu polymeru s teplotou, její největší výhoda je velmi nízký odpor v sepnutém stavu. Ten je obzvlášť potřebný v případě napájení obvodu nízkým napětím, kdy je nutné zamezit všem úbytkům na napětí. Ze stejného důvodu není možné použití blokující diody v přívodu napájení jako ochrany proti přepólování zdroje. Detail zapojení vstupní ochrany je na obr. 2.1.



Obr. 2.1: Zapojení vstupní ochrany

Při přepólování vstupního napětí je obvod zkratován diodou VD1, nadměrný proud pak přeruší pojistka Po1. Při přepětí se zvětší proud Zenerovou diodou VZ1 tak, že na rezistoru R1 bude tak velký úbytek napětí, který způsobí sepnutí tyristoru Ty1, který zkratuje pojistku Po1 a opět dojde k přerušení obvodu do té doby, dokud není zařízení odpojeno od zdroje proudu a pojistka Po1 nevychladne, čímž se opět sepne. To platí i pro přepólování.

Při návrhu řízení měniče máme na výběr nespočet integrovaných řešení, je nutné uvážit jak jejich snadnou dosažitelnost tak i cenu. Ze zadání také vyplývá požadavek na značný rozsah vstupních napětí, při kterých musí zařízení fungovat. Jistou možností by bylo vstupní napětí upravit a pak dále transformovat, to by však vedlo k značnému



Kondenzátory C1, C2 slouží jako filtrace vstupního napětí a zároveň jako zásobárna energie pro spínací prvek. Kondenzátory C5, C6 jsou blokovací a jsou přímo u jednotlivých integrovaných obvodů. Odpory R20 – R23 jsou spojeny paralelně a tvoří jediný odpor snímající velikost proudu tekoucího spínacím prvkem. Kondenzátor C8 je připojen k oscilátoru obvodu U1, komparátor U2A je k němu též připojen přes odpor R6 který by měl minimalizovat vliv připojeného vstupu. Komparátor porovnává pilové napětí z kondenzátoru C8 se signálem ze zpětné vazby na rezistoru R5 a tím vytváří spouštěcí impulzy pro obvod U1. Rezistor R4 je nutný jelikož obvod U2 má výstupy řešené

2.2 Výpočty hodnot součástek

Minimální proud tekoucí diodou VZ1 který zaručí úbytek napětí je dle katalogu 4 mA , potřebné napětí k sepnutí triaku je $1,3\text{ V}$, pak dle Ohmova zákona:

$$R_1 = \frac{U}{I} = \frac{1,3}{4 \cdot 10^{-3}} = 325\Omega.$$

Volíme nejbližší hodnotu tedy 330Ω .

Velikost zenerova napětí na diodě VZ1 volíme podle maximálního přípustného vstupního napětí tedy 30 V .

Velikost vstupních kondenzátorů určíme z povolené změny napětí, frekvence spínání a maximálního proudu:

$$C = I \frac{dt}{du} = 1,5 \cdot \frac{20 \cdot 10^{-6}}{75 \cdot 10^{-3}} = 400\text{mF}.$$

Rezistor proudové ochrany se určí z spouštěcího napětí ochranného obvodu a maximálního přípustného proudu spínačem:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{330 \cdot 10^{-3}}{1,5} = 220\text{m}\Omega.$$

Velikost rezistoru R5 určíme z požadavků, napětí na něm se mění v rozsazích od 400 mV do $1,2\text{ V}$. Klidový proud je stanoven přibližně na 1 mA , proud potřebný pro změnu na maximální hodnotu napětí přibližně 2 mA :

$$R = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{1,2 - 0,4}{2 \cdot 10^{-3}} = 400\Omega;$$

$$R = \frac{U}{I} = \frac{0,4}{1 \cdot 10^{-3}} = 400\Omega.$$

Obě podmínky splňuje jeden rezistor, z řady zvolíme nejbližší tedy 390Ω .

Rezistor R6 slouží k omezení vlivu připojeného vstupu komparátoru k oscilátoru a byla stanovena jeho velikost na $1\text{ k}\Omega$.

Rezistor R3 se spočítá z krajní podmínky kdy při minimálním napětí musí být na vstupu komparátoru napětí alespoň 500 mV , pokud je optočlen sepnut. Počítáme-li minimální úbytek na optočlenu $1,5\text{ V}$ a minimální napájecí napětí 4 V , pak:

$$I = \frac{0,5}{390} = 1,3\text{mA} \Rightarrow R = \frac{4 - 1,5 - 0,5}{1,3 \cdot 10^{-3}} = 1,538\text{k}\Omega.$$

Zvolíme nejbližší nižší hodnotu tedy $1,5\text{k}\Omega$.

Velikost filtračního kondenzátoru C7 byla stanovena na 470 nF .

R4 určíme kompromisem dostatečného protékajícího proudu minimálním napětí a nevelkým proudem při maximálním napětí, hodnotou $15\text{ k}\Omega$.

Velikost kondenzátoru oscilátoru C8 vychází z katalogových hodnot pro kmitočet 50 kHz .

Velikost zenerova napětí na diodě VZ3 se určí z maximální přípustné hodnoty závěrného napětí na spínacím tranzistoru, volíme tedy 36 V .

Výpočet transformátoru a dalších obvodových veličin:

Stanovíme rozsah použitelného činitele plnění v rozsahu $d = \langle 0,1; 0,5 \rangle$, pak stanovíme maximální vstupní napětí omezené ochranou na $U_{1\max} = 30\text{ V}$, a výstupní napětí s přičtenými úbytky na 10 V . Nyní můžeme vypočítat převodní poměr transformátoru:

$$n = \frac{U_{1\max} d_{\min}}{U_0 (1 - d_{\min})} = \frac{30 \cdot 0,1}{10 \cdot (1 - 0,1)} = 0,333.$$

Ted' můžeme ze známé hodnoty převodu a činitele plnění stanovit minimální vstupní napětí

$$U_{1\min} = \frac{n U_0 (1 - d_{\max})}{d_{\max}} = 3,33\text{ V}.$$

K této hodnotě je nutné připočíst úbytky na spínacích prvcích, vinutí a další, výsledná hodnota bude tedy vyšší.

Indukčnosti cívek stanovíme z požadavku na nepřerušovaný proud $I_{L\min} > 0$, z důvodu nízkého výstupního zvlnění, při konstantním odběru 5 mA . Tento minimální odběr zajišťuje obvod zpětné vazby, není tedy nutnost použít rekuperační vinutí:

$$I_L = 2 \cdot \frac{I_0}{1 - d} = 2 \cdot \frac{5 \cdot 10^{-3}}{1 - 0,1} = 11\text{ mA};$$

$$L_0 = \frac{U_0}{I_L} \cdot (1 - d) T = \frac{10}{11 \cdot 10^{-3}} \cdot (1 - 0,1) \cdot 20^{-6} = 16,4\text{ mH}.$$

Poté můžeme zjistit také indukčnost primárního vinutí:

$$L_1 = n^2 L_0 = 0,333^2 \cdot 16,4 \cdot 10^{-3} = 1,82\text{ mH}.$$

Běžně by se nejprve spočítali maximální proudy vinutími, jelikož jsou indukčnosti obou vinutí dost vysoké, je nutné volit jádro s dostatečně velkým okénkem pro vinutí. Poté ověříme, zda jádro vyhovuje. Z nepřeberných materiálů a tvarů, vzhledem k dostupnosti a možnosti vinutí v amatérských podmínkách, bylo zvoleno hrníčkové jádro $P 18 \times 11$, s vzduchovou mezerou $s = 0,1\text{ mm}$ a indukčním činitelem $A_L = 400\text{ nH}$ z materiálu H22.

Nyní je velmi snadné určit počty závitů, jelikož známe velikost indukčního činitele:

$$N_0 = \sqrt{\frac{L_0}{A_L}} = \sqrt{\frac{16,4 \cdot 10^{-3}}{400 \cdot 10^{-9}}} = 202;$$

$$N_1 = nN_0 = 0,333 \cdot 202 = 67.$$

Průřez drátů je vhodné mít co největší a pokud známe velikost okénka $A_N = 16 \text{ mm}^2$, ze známých poměrů proudů určíme průměry vodičů i s izolací:

$$d_0 = \sqrt{\frac{A_N}{n^{\frac{1}{2}} \cdot N_1 + N_0}} = \sqrt{\frac{16 \cdot 10^{-3}}{0,333^{\frac{1}{2}} \cdot 67 + 202}} = 224 \cdot 10^{-6} \text{ m};$$

$$d_1 = n^{\frac{1}{2}} \cdot d_0 = 0,333^{\frac{1}{2}} \cdot 224 \cdot 10^{-6} = 388 \cdot 10^{-6} \text{ m}.$$

Z tabulky zvolíme nejbližší vhodné průměry, $d_0 = 0,15 \text{ mm}$ a $d_1 = 0,3 \text{ mm}$.

Ještě zbývá ověřit, zda je magnetická indukce nasycení dostačující. Upravením rovnice 1.64 a upravením pro maximální proud dostaneme

$$I_{L\max} = \frac{\frac{B_L}{2} L}{NS_e} = \frac{\frac{360 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot 16,4 \cdot 10^{-3}}{202 \cdot 46,7 \cdot 10^{-6}} = 313 \text{ mA}.$$

Což je hodnota více než dostačující.

Výstupní kondenzátor spínaného zdroje určíme z podavku na zvlnění napětí $\Delta U_0 = 5 \text{ mV}$ a zvlnění proudu $\Delta I_0 = 30 \text{ mA}$:

$$C_0 = \frac{\Delta I}{2pf} = \frac{30 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 50 \cdot 10^3} = 19 \text{ mF}.$$

Zaokrouhlíme na nejbližší vyšší hodnotu, tedy $22 \text{ } \mu\text{F}$. Pro výpočet filtrační tlumivky potřebujeme znát činitel vyhlazení, ten zvolíme $q = 20$. Pak určíme

$$L = \frac{1}{\left(2p \frac{f}{\sqrt{1+q}}\right)^2 C} = \frac{1}{\left(2p \frac{50 \cdot 10^3}{\sqrt{1+20}}\right)^2 \cdot 22 \cdot 10^{-6}} = 9,7 \text{ mH}.$$

Z blízkých hodnot zvolíme $10 \text{ } \mu\text{H}$.

Předpokládáme-li na referenci VZ2 napětí 6 V a minimální proud referencí 2 mA , pak:

$$R_8 = \frac{\Delta U}{I} = \frac{9-6}{2 \cdot 10^{-3}} = 1,5 \text{ k}\Omega.$$

Obdobně určíme rezistor R_7 který by měl umožňovat dostatečný proud pro plné sepnutí optočlenu:

$$R_7 = \frac{U_0 - U_{Df} - U_{VZ}}{I} = \frac{9-1,2-6}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 720 \Omega.$$

Zvolíme nejbližší hodnotu 750Ω .

Napěťový dělič tvořený R10, R11 a RP1 by měl mít příčný proud alespoň 1 mA a umožňovat změnu výstupního napětí. Jelikož je v obvodu zpětná vazba na střed děliče se udržuje konstantní napětí $2,5\text{ V}$. Změnou velikosti odporu v horní polovině děliče je ovlivněno výstupní napětí. Příčný proud je nastaven rezistorem R11, tedy:

$$I = \frac{U}{R} = \frac{2,5}{2200} = 1,14\text{ mA}.$$

Požadujeme-li změnu výstupního napětí $\pm 1\text{ V}$, potom:

$$R_{RP} = \frac{\Delta U}{I} = \frac{2}{1,14 \cdot 10^{-3}} = 1,75\text{ k}\Omega.$$

Následně určíme velikost rezistoru R10:

$$R_{10} = \frac{U_0 - U_{R_{11}} - \frac{U_{RP}}{2}}{I} = \frac{9 - 2,5 - \frac{2}{2}}{1,14 \cdot 10^{-3}} = \frac{1,75 \cdot 10^3}{2} = 4,82\text{ k}\Omega.$$

Nejbližší hodnota je $4,7\text{ k}\Omega$. Rezistor R9 se určí obdobně jako R10, avšak tento rezistor se standardně neosazuje.

2.3 Volba typů součástek

Při volbě typů součástek byla snaha o moderní konstrukci s použitím technologie povrchové montáže. Proto jsou všechny použité rezistory a keramické kondenzátory v provedení SMD, vyhoví požadavkům na maximální napětí výkonovou zatížitelnost. Tyristor Ty1 musí snést proudy dodávané zdrojem po dobu, dokud nerozepne pojistka Po1, na toto místo byl vybrán triak T405, který jako jediný byl dostupný v SMD pouzdře DPAK a vyhověl spínaným proudem až 4 A . Z prostorových důvodů byli použity místo jednoho dva vstupní elektrolytické kondenzátory, paralelní zapojení má výhodu snížení sériového odporu kondenzátorů a lepší prostorové zástavby. Jako řídicí obvod byl z již dříve zmíněných důvodů použit obvod MC34063, u něj bylo zvoleno tradiční pouzdro DIP8, z důvodu vyššího možného ztrátového výkonu, spolu s komparátorem LM393 v miniaturním pouzdře SO8. Výstup spínače je chráněn dvojicí diod: jednou Zenerovou typu ZMM36 a rychlou Shotkyho diodou BAS85. Optočlen byl zvolen PC817, který vyhověl požadavku na velikost CTR, maximální závěrné napětí tranzistoru a SMD montáž. Na místě usměrňovací diody by byla vhodná volba Shotkyho dioda, avšak závěrné napětí těchto diod nedostačuje. V krajních podmínkách se zde objevuje napětí přesahující 100 V , bylo nutné použít ultra rychlou PIN diodu i za cenu vyšších úbytků, se kterými se musí počítat už při návrhu transformátoru. Zde se z hlediska dostupnosti a parametrů ukázala být

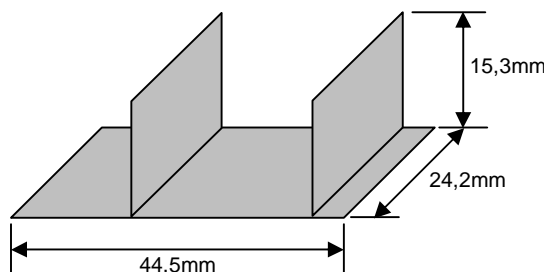
nevhodnější volba dioda BYV27-200 nebo BYV27-400 pro vyšší závěrná napětí. Výstupní filtrační kondenzátory jsou tantalové v provedení SMD o velikosti D. Trimr RP1 měl být v provedení SMD, z důvodu jeho nedostupnosti, byla nakonec zvolena klasická miniaturní 5mm verze. Která byla k dispozici pouze v hodnotě 2,5k Ω . Jako napěťová reference slouží standardní obvod TL431, se zabudovanou tepelnou korekcí v pouzdře SO8.

Kompletní seznam součástek je v příloze D.

2.4 Návrh plošného spoje a mechanické konstrukce

Jak návrh schématu, tak návrh plošného spoje byl proveden pomocí českého návrhového systému LSD2000. Tento návrhový systém umožňuje tvorbu všech výrobních dat, včetně dat pro CNC vrtačky.

Jelikož je zadán požadavek na celkovou velikost zařízení, je dán i tvar plošného spoje. Samotné součástky zabírají mnohem větší plochu, než je možné použít vzhledem k maximálním možným rozměrům desky. Proto byla použita prostorová konstrukce ze tří samostatných spojů, obr. 2.4. Tím bylo dosaženo zmenšení celého zařízení. Toto uspořádání také lépe odděluje jednotlivé obvodové části od sebe, čímž se docílí vyššího oddělení vstupní a výstupní části, jak z hlediska galvanického, tak z pohledu šíření rušení.



Obr. 2.4: Nákres mechanického upořádání plošných spojů s rozměry

Spodní destička je osazena pouze jednostranně, pro ulehčení montáže. Zbylé destičky jsou již plně oboustranné. Všechny otvory jsou prokovené. Jako materiál desek vyhoví jakýkoli standardní materiál používaný pro výrobu desek plošných spojů. Požadavky na povrchovou úpravu jsou určeny pouze konkrétními podmínkami použití. Plošný spoj je vhodné opatřit nepájivou maskou, usnadňující pájení a zlepšující ochranu spoje. Spoj je určen pro ruční osazení a s tímto požadavkem byl vyvíjen i obrazec plošného spoje. Velká míra integrace však vedla k zhoršení snadné opravitelnosti. Jelikož je zařízení určeno k vestavbě do zařízení, není zde žádný požadavek na krytí přístroje, zařízení je tedy holé.

Kompletní výrobní dokumentace je uvedena v příloze B a na CD.

Fotografie funkčního vzorku je v příloze E.

3 Měření na reálném převodníku

Veškerá měření byla provedena na převodníku se starším plošným spojem, který je však obvodově identický, jen není vybaven ochrannými diodami VD3 a VZ3. Tato skutečnost by neměla mít výrazný vliv na naměřené výsledky. Jelikož jeden z největších tuzemských dodavatelů elektronických součástek nedodal potřebný smaltovaný vodič nutný pro výrobu transformátoru, byl transformátor navinut dostupným vodičem o průměru $d=0,3\text{ mm}$, primární vinutí $N_1=31\text{ záv.}$, sekundární $N_0=101\text{ záv.}$ I s tímto transformátorem fungoval měnič spolehlivě, měřené charakteristiky se však od původního návrhu mohou lišit.

Povolené vstupní napětí, meze spuštění vstupních ochran: $-0,7 < U_1 < 30\text{ [V]}$

Provozní vstupní napětí bylo odměřeno následujícím postupem: Postupným zvyšováním napájecího napětí a následným ověřením funkce, se ukázala mez, kdy měnič začne fungovat přibližně $U_1=3,5\text{ V}$. Pro opravdu spolehlivé spuštění a funkci doporučuji aby $U_1 \geq 4\text{ V}$. Měnič korektně funguje až do plného napětí, kdy zasáhne napěťová pojistka. Rozsah vstupních napětí tedy činí plných $7,5:1$, oproti standardnímu maximu $4:1$.

Přeladitelnost výstupního napětí $U_0 = \langle 7,88; 11,05 \rangle$ nezávisle na U_1 .

Tab. 3.1: Měření závislosti účinnosti na vstupním napětí

$U_1\text{ [V]}$	$I_1\text{ [mA]}$			$\eta\text{ [%]}$		
	$I_0=0\text{ mA}$	$I_0=16\text{ mA}$	$I_0=32\text{ mA}$	$I_0=16\text{ mA}$	$I_0=32\text{ mA}$	přeměny
4	17,3	74,2	148,5	50,6	48,7	48,5
9	12,2	32,4	54,4	51,5	59,1	72,7
14	11,9	25,5	38,4	42,1	53,8	79,7
19	13,3	23,2	33,1	34,1	46,0	76,6
24	15,8	25,6	33,5	24,5	36,0	75,9
29	23,3	30	36,7	17,3	27,2	74,1

Naměřené účinnosti se mohou jevit jako nízké, avšak je třeba si uvědomit, že měnič je zatížen jen velmi málo. Měření při takto nízkém odběru bylo provedeno z důvodu použití měniče nejčastěji při obdobných podmínkách. Zajímavým parametrem je účinnost přeměny energie, udávající velikost změny zmařené energie na změně odebíraného výkonu.

Tu popisuje následující vzorec:

$$n_{pr} = \frac{\Delta P_0}{\Delta P_1},$$

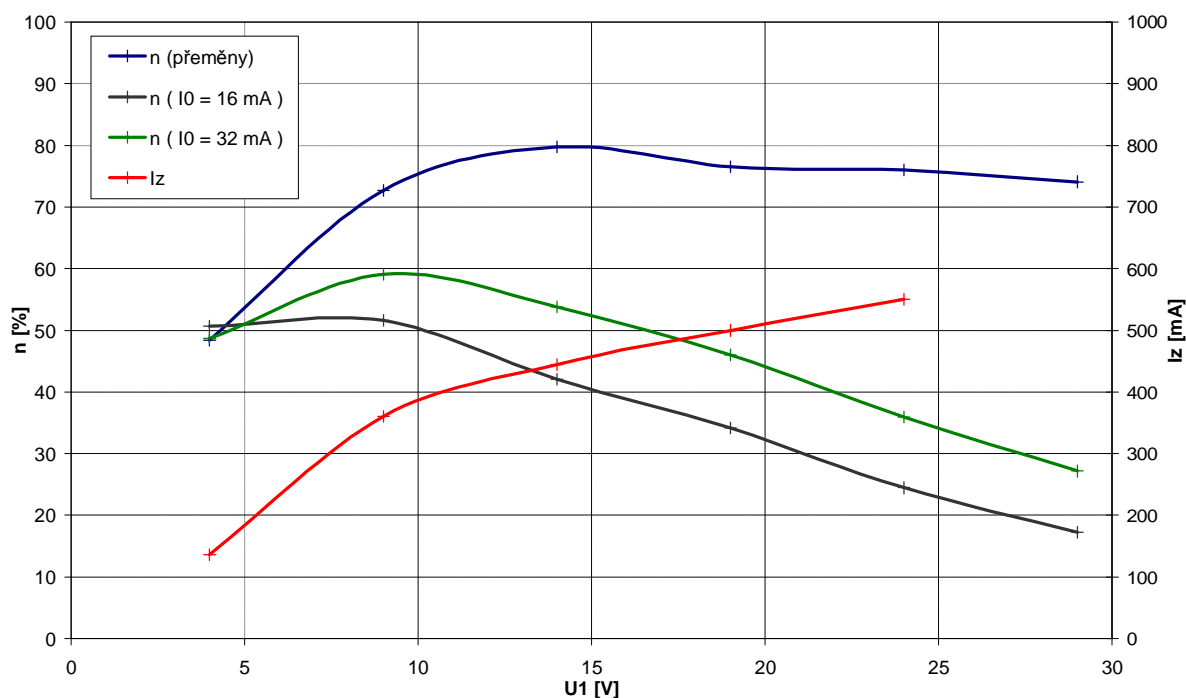
v podstatě jde o účinnost, do které nejsou započítány ztráty vzniklé hlavně prostřednictvím napájení řídicích obvodů.

Tab. 3.2: Charakteristika měniče nakrátko

U_1 [V]	I_1 [mA]	I_0 [mA]
4	593	136
9	279	360
14	194	445
19	155	500
24	136	550

Jak je patrné, zkratový proud roste společně s napětím. To je dáno konstantním maximálním činitelem plnění a měnícím se vstupním napětím.

Shrnuté výsledky v grafické podobě jsou uvedeny na obr. 3.1.



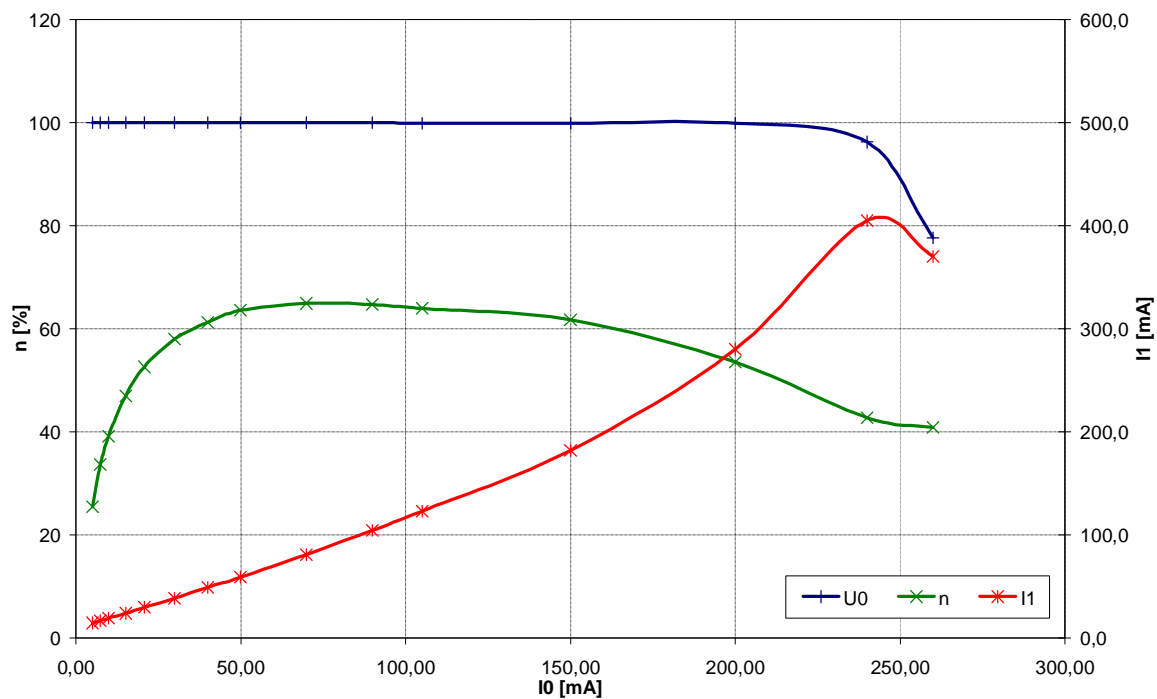
Obr. 3.1: Závislost účinnosti a zkratového proudu na vstupním napětí

Tab. 2.3: Zatěžovací charakteristika, při $U_I = 12\text{ V}$

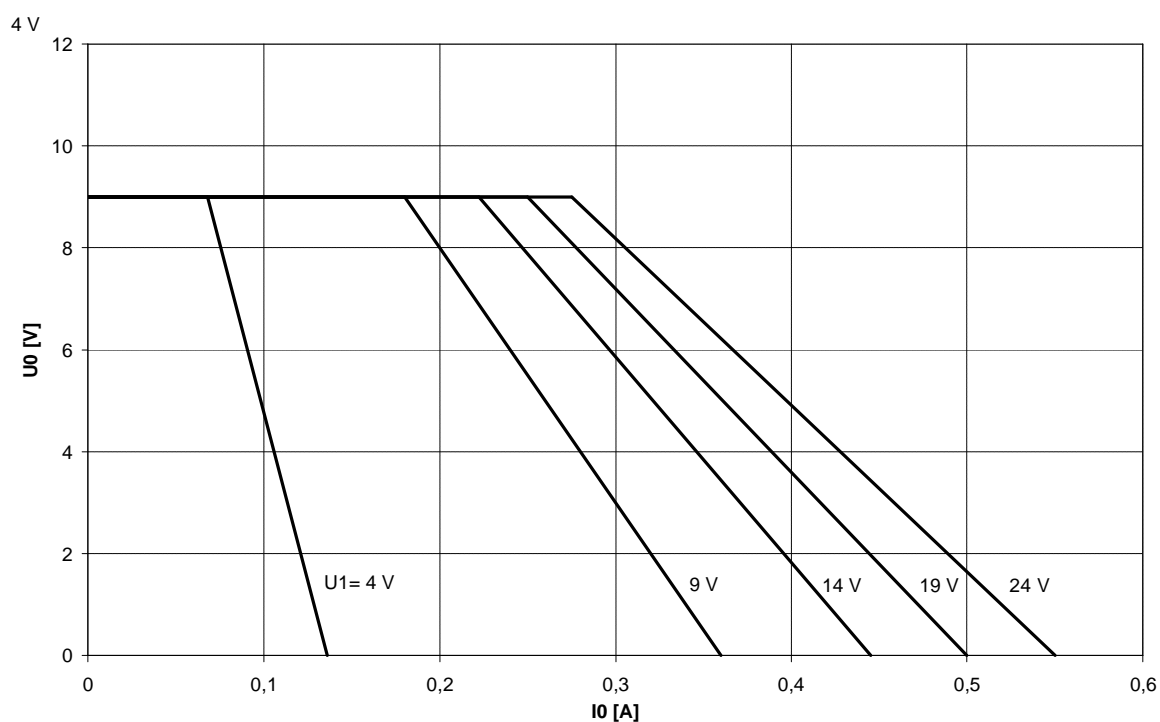
I_0 [mA]	U_0 [V]	I_1 [mA]	η [%]
5,0	9,00	14,7	26
7,5	9,00	16,7	34
10,0	9,00	19,2	39
15,1	9,00	24,1	47
20,7	9,00	29,5	53
30,0	9,00	38,8	58
40,0	9,00	49,0	61
50,0	9,00	59,0	64
70,0	9,00	80,9	65
90,0	9,00	104,4	65
105,0	8,99	123,0	64
150,0	8,99	182,0	62
200,0	8,99	280,0	54
240,0	8,66	405,0	43
260,0	6,99	370,0	41
409,0	0,00	-	-

Měnič udržuje velmi dobře velikost výstupního napětí, přibližně do poloviny zkratového proudu. Efektivní rozsah odebíraného proudu je tedy přímo závislý na velikosti vstupního napětí. Při tom dosahuje maximální účinnost 65 %, přibližně v 28 % rozsahu $0 - 200\text{ mA}$. Účinnost nad 60 % má ve stejném proudovém rozsahu přibližně v 50 % rozsahu odebíraného proudu. Průměrná účinnost z celého proudového rozsahu pak činí 53 %. Měnič je schopen dodávat do zátěže výkon od $0,5\text{ W}$ do $2,5\text{ W}$, podle velikosti vstupního napětí.

Graf závislosti vlastností měniče na velikosti odebíraného proudu je uveden na obr. 3.2. Z naměřených vlastností převodníku lze zkonstruovat orientační zatěžovací charakteristiky, obr. 3.3. Ty jsou vhodné k určení minimálního napájecího napětí při známém požadovaném maximálním odběru.



Obr. 3.2: Výstupní vlastnosti převodníku, při $U_1 = 12 \text{ V}$.



Obr. 3.3: Orientační zatěžovací charakteristiky

Závěr

Navržený spínaný převodník je plně funkční, jak ověřily měření na něm provedené. Podařilo se také splnit všechny požadavky položené před návrhem na jeho vlastnosti. Porovnáme-li je s dostupnými druhy spínaných měničů na trhu, dojdeme k zajímavým zjištěním. Běžné druhy spínaných měničů jsou obvykle konstruovány pro vstupní napětí $4,5 - 9V$, $9 - 18V$, $18 - 36V$ a výstupní napětí $5V$, $12V$, $15V$. Vyrábějí se také zákaznické obvody s libovolným výstupním napětím, obvykle je však pevně nastaveno a nedá se jakkoli měnit. Pro výkony do $3W$ se jejich účinnost obvykle pohybuje od $55 - 80\%$. Většinou se jedná o jednoduché samokmitající měniče bez složitějších řídících obvodů. Srovnáme-li tyto parametry se zde navrhnutým měničem se vstupním napětíovým rozsahem $4 - 30V$, výstupním napětím přenastavitelným v rozsahu $7,88 - 11,05V$, s účinností dosahující 65% a maximálním výkonem $2,5W$. Dojdeme k závěru, že se povedlo vytvořit zařízení s velice zajímavými a neobvyklými vlastnostmi. Díky nimž bude jistě možné tento měnič výhodně použít v mnoha různých aplikacích.

Seznam literatury:

- [1] Kolář M. *Analogová elektronika* [online]. Přednášky TUL [cit.28.9.2006].
Dostupné z: <http://www.fm.vslib.cz/~kes/pages/ae/ramce_main.html>.
- [2] Krejčířík A. *Napájecí zdroje I*.
BEN 1997. ISBN 80-86056-02-3.
- [3] Krejčířík A. *Napájecí zdroje II*.
BEN 1997. ISBN 80-86056-03-1.
- [4] Krejčířík A. *Napájecí zdroje III*.
BEN 2002. ISBN 80-86056-56-2.
- [5] Krejčířík A. *Spínané napájecí zdroje s obvody TOPSwitch*.
BEN 2002. 80-7300-031-8.
- [6] Faktor Z. *Transformátory a cívky*.
BEN 2002. 80-86056-49-X.
- [7] Faktor Z. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*.
BEN 2002. ISBN 80-86056-56-2.
- [8] Amatérské Rádio – *Konstrukční elektronika* 3/2000.
- [9] Amatérské Rádio – *Konstrukční elektronika* 4/2000.
- [9] Jade A. *AN920/D, Theory and Applications of the MC34063 and μ A78S40 Switching Regulator Control Circuits*
Dostupné na: <<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/AN920-D.PDF>>

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

**Fakulta mechatroniky a mezioborových
inženýrských studií**

PŘÍLOHY BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Spínaný převodník výkonu pro měřicí přístroj

Petr Flodрман

Rozsah příloh bakalářské práce:

Počet stran: 6

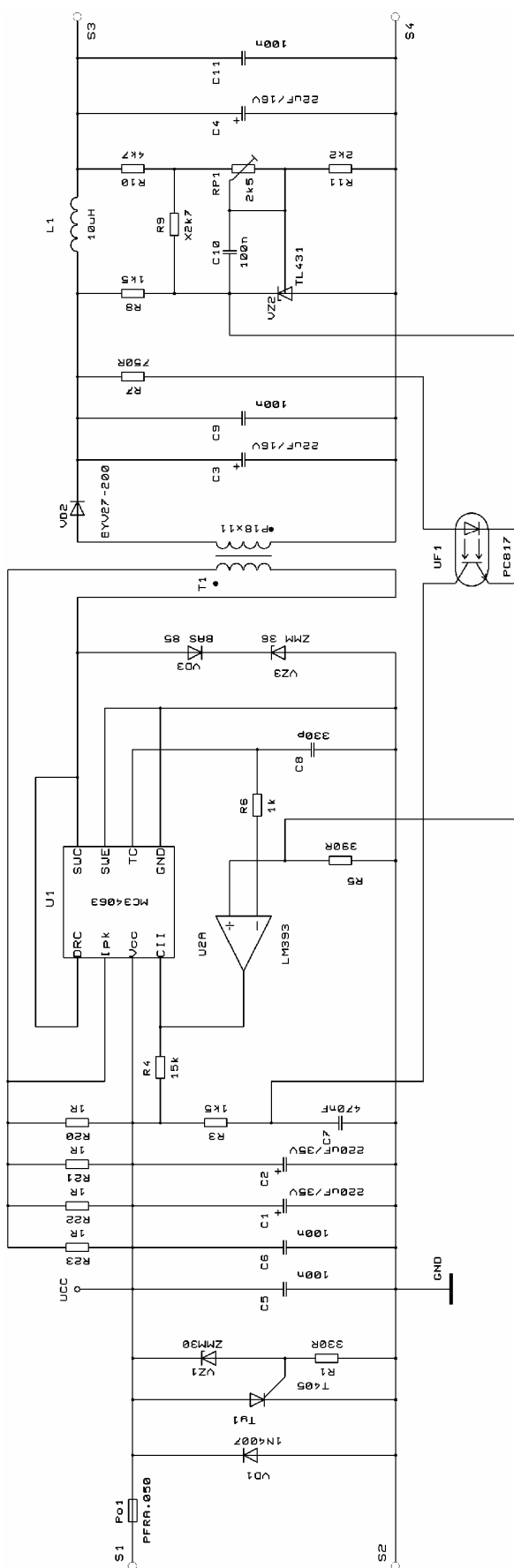
Seznam příloh

A Porovnání měničů	52
B Kompletní schéma spínaného převodníku.....	53
C Výrobní data	54
D Rozpiska součástek	55
E Fotografie převodníku	56
Přílohy v elektronické formě.....	CD

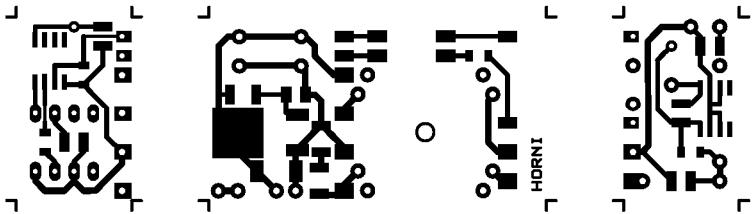
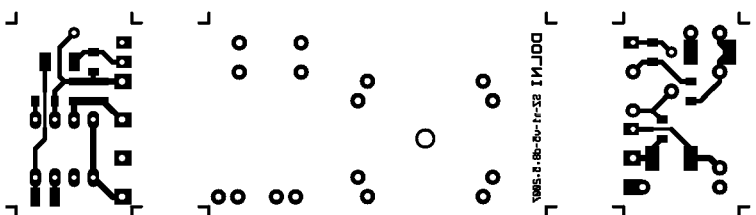
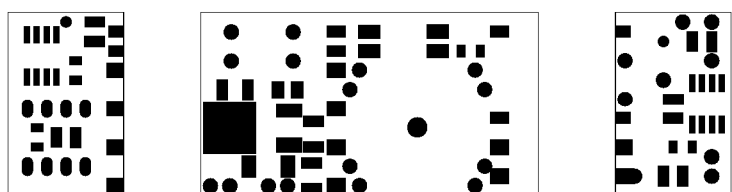
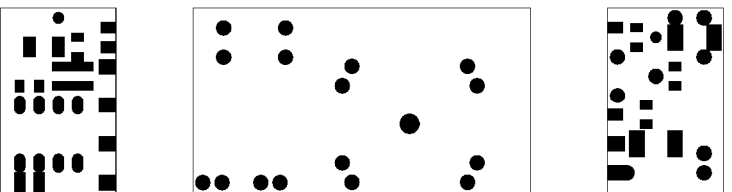
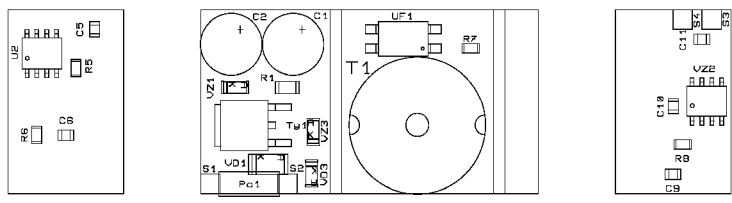
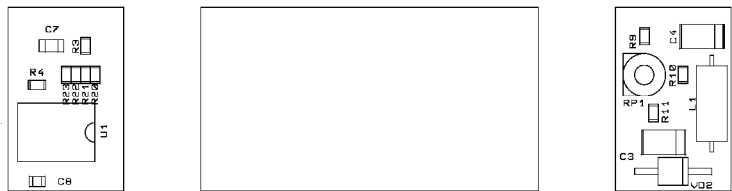
A Porovnání měničů

Srovnání vlastností	
Typ měniče	
výhody	nevýhody
1. Akumulační měnič inverující napětí	
jednoduché zapojení i pro vysoké kmitočty vysoká účinnost možnost zvýšit i snížit napětí	není galvanicky oddělený vstup – výstup jen jeden výstup vyšší rušení
2. Akumulační měnič s transformátorem	
jednoduché zapojení možný vícenásobný výstup, jen jeden regulovaný vysoká účinnost libovolný převod	vyšší rušení obtížný návrh transformátoru
3. Akumulační měnič s vzestupným napětím	
jednoduché zapojení i pro vysoké kmitočty nepřerušovaný výstupní proud malé rušení	není galvanicky oddělený vstup – výstup jen jeden výstup obtížně regulovatelný
4. Akumulační měnič s sestupným napětím	
jednoduché zapojení i pro vysoké kmitočty jednoduše regulovatelný vysoká účinnost	není galvanicky oddělený vstup – výstup jen jeden výstup vyšší rušení
5. Akumulační měnič s vzestupným napětím a odbočkou na tlumivce	
jednoduché zapojení i pro vysoké kmitočty nepřerušovaný výstupní proud umožňuje získat vyšší napětí než bez odbočky malé rušení	není galvanicky oddělený vstup – výstup jen jeden výstup obtížně regulovatelný
6. Akumulační měnič s sestupným napětím a odbočkou na tlumivce	
jednoduché zapojení i pro vysoké kmitočty jednoduše regulovatelný umožňuje získat nižší napětí než bez odbočky vysoká účinnost	není galvanicky oddělený vstup – výstup jen jeden výstup vyšší rušení
7. Propustný měnič	
jednoduché zapojení možnost více výstupů malé zvlnění	obtížný návrh transformátoru špatná odezva na změny zatížení
8. Propustný měnič se dvěma spínači	
snížené nároky na spínací tranzistory možné nízké výkony malé výstupní zvlnění možno více výstupů	velký počet vinutí transformátoru
9. Dvojité propustný měnič	
pro větší výkony jednoduché zapojení možnost více výstupů malé zvlnění	obtížný návrh transformátoru špatná odezva na změny zatížení
10. Dvojčinný měnič se středním vývodem na primáru a dvojcestným usměrňovačem	
velká účinnost vhodné pro malé výkony	náročný návrh transformátoru špatná odezva na změnu zatížení horší využití transformátoru
11. Dvojčinný měnič se středním vývodem na primáru a můstkovým usměrňovačem	
dobré využití transformátoru snížené nároky usměrňovače velká účinnost vhodné pro malé výkony	zhoršená účinnost náročný návrh transformátoru špatná odezva na změnu zatížení
12. Dvojčinný měnič s kondenzátorovým polomostem a dvojcestným usměrňovačem	
jednoduché zapojení možnost více výstupů vysoký kmitočet spínání vyloučené přemagnetování špičky vzniklé na rozptyl. indukčnosti jsou odváděny do zdroje	vyšší zvlnění nepříznivá odezva při regulaci poloviční výkon oproti plnému můstku při stejném napětí vyžaduje tvrdý zdroj
13. Dvojčinný měnič s úplným mostem a můstkovým usměrňovačem	
vysoký výstupní výkon malé transformátory i pro velké výkony více výstupů	omezený dynamický rozsah nelze realizovat na vysokých kmitočtech při nesymetrii spínačů vede k saturaci přemagnetování lze potlačit kondezátorem v sérii s transformátorem vyžaduje tvrdý zdroj složitě řízení

B Kompletní schéma spínaného převodníku



C Výrobní data

	Spoj horní
	Spoj dolní
	Maska horní
	Maska dolní
	Osazovací plán horní
	Osazovací plán dolní

*všechny obrazce jsou z horního pohledu a nepřevrácené

D Rozpiska součástek

Reference	Ks.	Název	Hodnota	Pouzdro
C1 C2	2	C-ELYT	220uF/35V	8x11mm
C3 C4	2	C-Tantal	22uF/16V	velikost D
C5 C6 C9 C10 C11	5	C	100n	805
C7	1	C	470nF	1206
C8	1	C	330p	805
L1	1	L	10uH	-
Po1	1	Polyswitch pojistka	PFRA.050	-
R1	1	R	330R	1206
R3 R8	2	R	1k5	805
R4	1	R	15k	805
R5	1	R	390R	805
R6	1	R	1k	805
R7	1	R	750R	805
R9	1	R	X2k7	805
R10	1	R	4k7	805
R11	1	R	2k2	805
R20 R21 R22 R23	4	R	1R	805
RP1	1	R-TRIMR	2k5	PT 6-L
T1	1	P18x11 Al=400 d=0,1mm H22		P18x11
Ty1	1	T405 (triak)		D-PAK
U1	1	MC34063		DIP8
U2	1	LM393		SO8
UF1	1	PC817		LBT
VD1	1	1N4007		DO-213AB
VD2	1	BYV27-200		SOD-57
VD3	1	BAS 85		SOD80
VZ1	1	ZMM30		SOD80
VZ2	1	TL431		SO8
VZ3	1	ZMM 36		SOD80

E Fotografie převodníku

